

Р. М. МАЛИНИН

ПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ ОТ ЭЛЕКТРОСЕТИ

·ЭНЕРГИЯ·

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА



Вып 700

Р. М. МАЛИНИН

ПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ ОТ ЭЛЕКТРОСЕТИ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1970.

6Ф2.14
М19
УДК 621.311.6

Малинин Р. М.

М 19 Питание радиоаппаратуры от электросети, изд. 2-е, переработ. и доп., М., «Энергия», 1970.

120 с. с илл., (Массовая радиобиблиотека. Вып. 700).

В книге приводятся практические схемы выпрямителей и стабилизаторов напряжения различных типов, излагаются принципы их работы, даются расчеты этих устройств. Описываются конструкции трансформаторов и автотрансформаторов питания и дросселей сглаживающих фильтров.

Книга рассчитана на радиолюбителей, занимающихся конструированием радио- и электронной аппаратуры.

3-4-5
354-69

6Ф2.14

Введение

Питание радиоаппаратуры от электросети переменного тока является наиболее экономичным, удобным и надежным способом электропитания. При этом для питания всех цепей транзисторов, цепей анодов и цепей сеток электронных ламп переменный ток преобразовывают в постоянный пульсирующий, а затем уменьшают его пульсации до столь малой величины, что он не создает заметных помех.

Преобразование переменного тока в пульсирующий постоянный называется выпрямлением и производится выпрямителями. Процесс уменьшения пульсаций называется сглаживанием пульсаций и осуществляется сглаживающими фильтрами. Выпрямителем часто называют весь комплекс, в который входит как собственно выпрямитель, так и сглаживающий фильтр.

Необходимыми частями выпрямителей являются электрические вентили — приборы, хорошо пропускающие ток в одном направлении и не пропускающие его (или плохо пропускающие) в другом.

Широко распространены полупроводниковые выпрямители, где в качестве вентилей используют плоскостные германиевые или кремниевые диоды либо селеновые столбы. Когда требуется выпрямленное напряжение 10—20 *в* при токе порядка нескольких миллиампер (например, для подачи смещения на управляющие сетки или для питания аппаратуры на маломощных транзисторах), в выпрямителе нередко используют точечные полупроводниковые диоды.

Выпрямители, в которых в качестве вентилей используются кенотроны, в последнее время почти полностью вытеснены полупроводниковыми выпрямителями, поскольку последние имеют относительно больший к. п. д. и меньшие размеры. Выпрямители на кенотронах находят применение преимущественно для получения высоких напряжений — примерно от 1 *кв* и более.

В состав выпрямителя в большинстве случаев входит трансформатор питания Его первичную обмотку включают в питающую сеть переменного тока, а на вторичных обмотках получают различные напряжения, необходимые для подачи на полупроводниковые вентили или на аноды кенотрона, а также и для питания накала электронных ламп аппаратуры. Обмотки последнего назначения обычно рассчитываются на номинальное напряжение 6,3 *в*.

Иногда вместо трансформатора питания применяют автотрансформатор, который отличается от трансформатора тем, что одна из его вторичных обмоток является частью первичной (понижающий автотрансформатор) или первичная обмотка образуется частью одной из вторичных обмоток (повышающий автотрансформатор).

При питании аппаратуры от электросети, напряжение которой непостоянно, а также когда в силу особенностей аппаратуры требу-

ется повышенное постоянство режимов ее каскадов, применяют стабилизаторы напряжения.

Одной из важнейших задач, которые приходится решать при конструировании радио- и электронной аппаратуры, является обеспечение возможно большего отношения уровня полезного сигнала к уровню помех. Другими словами, помехи должны быть минимальными. В случае аппаратуры с питанием от электросети переменного тока, уровень помех в значительной степени определяется величиной фона переменного тока, который создается пульсацией выпрямленных напряжений, питающих цепи анодов и сеток электронных ламп, цепи коллекторов и баз транзисторов. Вместе с тем в устройствах с электронными лампами приходится считаться с тем, что уровень фона может существенно возрасти вследствие питания цепей накала переменным током.

Для снижения фона, вызываемого индуктивными наводками со стороны цепей накала, последние необходимо выполнять проводами, свитыми в шнур. При этом использование металлического шасси в качестве одного из проводов цепи накала недопустимо. Соединять с шасси цепь накала можно только в одной точке. Нередко фон удается уменьшить, изменив место соединения цепи накала с шасси. В многокаскадных ламповых схемах уменьшению фона способствует соединение с шасси вывода от среднего витка обмотки накала трансформатора питания или движка потенциометра, включенного параллельно обмотке накала. В последнем случае минимальный уровень фона устанавливают практически, изменяя положение движка потенциометра.

В усилителях низкой частоты с большим усилением уровень фона существенно увеличивает переменная составляющая с частотой 50 *гц* токов анодов и экранирующих сеток первых каскадов, возникающая вследствие наличия электронной эмиссии непосредственно с подогревателей ламп этих каскадов. Вызванную этой причиной наводку фона можно уменьшить примерно на 10—12 *дб*, снизив напряжение накала лампы первого каскада усилителя до 4,8—5 *в* вместо 6,3 *в* (если в первом и втором каскаде усилителя используется двойной триод, то уменьшают его напряжение накала). При этом время разогрева лампы несколько удлиняется.

Другим весьма эффективным способом снижения фона является подача положительного потенциала величиной порядка 20—30 *в* на подогреватель электронной лампы первого каскада (первых каскадов) относительно ее эквипотенциального катода (например, как это показано ниже на рис. 17). С той же целью накал ламп первых каскадов осуществляют от отдельного выпрямителя. В этом случае температура нити накала лампы в течение периода питающего тока изменяется в значительно меньших пределах, чем при питании переменным током. В результате колебания величины электронной эмиссии и уровень фона снижаются.

Фон переменного тока может усилиться вследствие неудачных компоновки или монтажа устройства, например вследствие индуктивной наводки на цепи или элементы усилительного тракта со стороны трансформатора питания или дросселя сглаживающего фильтра. Изменение положения последних и экранирование цепей и элементов схемы позволяют ослабить наводки.

Глава первая

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

1. Общие сведения

Схемы с трансформаторами (автотрансформаторами) позволяют получать выпрямленные напряжения практически любой величины, поскольку имеется возможность изготавливать трансформаторы (автотрансформаторы) с различными напряжениями вторичных обмоток. В схемах же без трансформаторов (автотрансформаторов), где напряжение на вентили поступает непосредственно из электросети, величина выпрямленного напряжения не может быть выбрана произвольно.

Во всех приводимых ниже схемах полупроводниковые вентили обозначены символами B_1—B_4, конденсаторы сглаживающих фильтров — символами C_0 и $C_ф$, дроссели и резисторы этих фильтров — $L_ф$ и $R_ф$, балластные резисторы — $R_б$ (о назначении их сказано ниже).

Резисторы $R_н$ символически изображают нагрузки выпрямителей, причем

$$R_н = U_ф/I_0. \qquad (1)$$

При рассмотрении процессов в схемах выпрямителей и при расчете последних нередко бывает удобным пользоваться понятием: эквивалентное сопротивление нагрузки, приведенное к входу сглаживающего фильтра $R_н^*$. Это сопротивление равно сумме сопротивления нагрузки и сопротивления сглаживающего фильтра постоянному току $R_ф$ (обмотка дросселя или резистор) и может быть вычислено по формуле

$$R_н^* = R_н + R_ф = U_0/I_0. \qquad (1а)$$

Во многих практических схемах полупроводниковых выпрямителей каждый из вентилей состоит из нескольких соединенных последовательно (реже параллельно) германиевых диодов, кремниевых диодов или селеновых выпрямительных элементов.

В бестрансформаторных схемах величину э. д. с. E_{II} принимают равной напряжению электросети (кроме схемы на рис. 6), а ток I_{II} соответствует потребляемому выпрямителем от электросети току $I_с$.

При изменении направления включения вентилей полярность выпрямленных напряжений на зажимах U_0 и $U_ф$ изменяется на обратную, т. е. положительный полюс будет на нижних зажимах, отрицательный — на верхних. При этом необходимо также изменить

на обратную полярность включения электролитических конденсаторов.

Плечо схемы. Полупроводниковый вентиль (группа вентилей), включенный в схему выпрямителей дьумя точками, одна из которых присоединена к источнику переменного напряжения (к вторичной обмотке трансформатора, автотрансформатора или непосредственно к электросети), а другая точка является одним из полюсов выпрямленного напряжения, образует плечо выпрямительной схемы.

Виды сглажнвающих фильтров. Простейший сглаживающий фильтр выпрямителя состоит из одного конденсатора. Такой фильтр называют емкостным или конденсаторным. Сглаживающий фильтр из дросселя $L_ф$ и одного конденсатора на выходе $C_ф$ называют фильтром, начинающимся с дросселя, или однозвенным Г-образным LC-фильтром. Фильтр, имеющий конденсаторы на входе и на выходе, называют фильтром, начинающимся с емкости, или П-образным LC-фильтром. Заметим, что дроссель сглаживающего фильтра может быть включен в любой полюс выпрямленного напряжения. Вместо дросселя в П-образном сглаживающем фильтре нередко применяют резистор. Такой фильтр называют резистивно-емкостным или сокращенно RC-фильтром.

При изучении процессов, происходящих в П-образном фильтре, и при его расчете такой фильтр обычно рассматривают как состоящий из двух звеньев: элементарного конденсаторного фильтра (входной конденсатор C_0) и Г-образного звена, образованного дросселем или резистором совместно с выходным конденсатором

Схемы сглаживающих фильтров в реальной аппаратуре могут состоять из нескольких LC и RC звеньев. Цепи анодов, экранирующих сеток или коллекторов низкочастотных и высокочастотных каскадов современных радиовещательных приемников обычно питают через раздельные сглаживающие фильтры (от общего выпрямителя).

Коэффициент пульсации. Чем больше индуктивность дросселя (или сопротивление заменяющего его резистора) и чем больше емкости конденсаторов в фильтре, тем меньше пульсация напряжения на нагрузке выпрямителя. Количественно пульсацию характеризуют коэффициентом пульсации. Определяется он как отношение амплитуды переменной составляющей напряжения на соответствующем конденсаторе к величине постоянной составляющей напряжения на данном конденсаторе.

Коэффициент сглаживания. Отношение амплитуды переменной составляющей напряжения на входе сглаживающего фильтра к амплитуде переменной составляющей напряжения на выходе фильтра (на конденсаторе $C_ф$), т. е. величину, показывающую, во сколько раз фильтр ослабляет переменную составляющую выпрямленного напряжения, называют коэффициентом фильтрации, или коэффициентом сглаживания пульсаций.

В любой из схем с дросселем или резистором в сглаживающем фильтре постоянная составляющая напряжения $U_ф$ на его выходе равна постоянной составляющей напряжения на входе фильтра U_0 за вычетом падения напряжения на дросселе или резисторе, т. е.

$$U_ф = U_0 - I_0 R_ф, \quad (2)$$

где $R_ф$ — сопротивление обмотки дросселя постоянному току или сопротивление резистора в фильтре.

В отсутствие дросселя или резистора

$$U_ф = U_0 \tag{2а}$$

и

$$R_н^* = R_н. \tag{1б}$$

2. Однополупериодное выпрямление

Основные варианты схем однополупериодных выпрямителей показаны на рис. 1. Во всех этих схемах во время тех полупериодов питающего переменного напряжения, когда в цепи вентиля B_1 действует э. д. с. E_{II} в полярности, соответствующей прямому (проводящему) направлению вентиля, через него и нагрузку $R_н$ проходят импульсы прямого тока. В схемах на рис. 1, *б — г* за счет энергии этих импульсов заряжаются конденсаторы C_0 и $C_ф$.

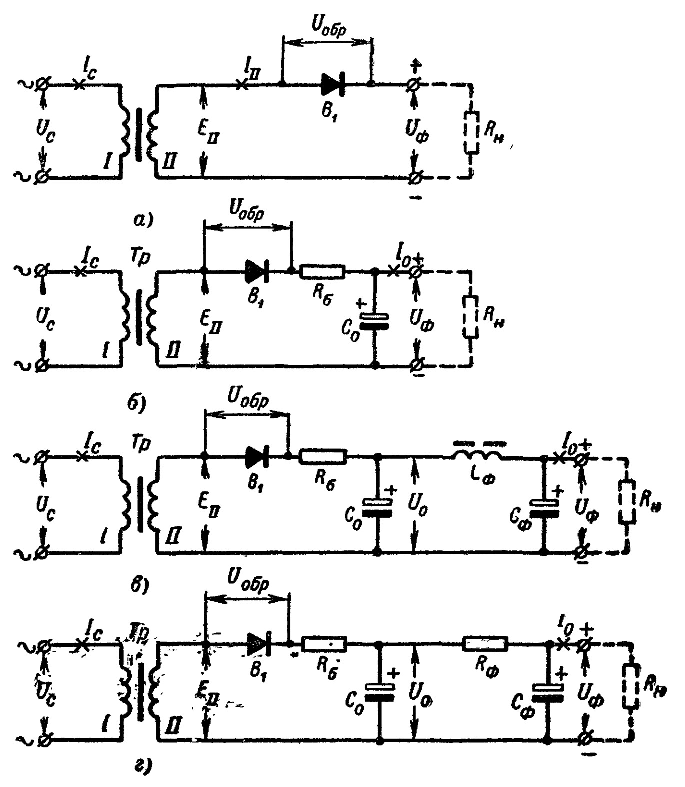


Рис. 1. Схемы однополупериодных выпрямителей.

а — с активной нагрузкой, без сглаживающего фильтра; *б* — со сглаживающим фильтром в виде конденсатора; *в* — с П-образным сглаживающим *LC*-фильтром; *г* — с П-образным сглаживающим *RC*-фильтром.

Рассмотрим более детально процессы в выпрямителе по схеме на рис. 1, *б*, поскольку подобный же характер имеют процессы в большинстве выпрямителей, используемых для питания радиоаппаратуры.

Сначала опишем кратко режим холостого хода выпрямителя, т. е. режим при отключенной нагрузке $R_н$ При этом будем считать, что утечка постоянного тока через конденсатор C_0 отсутствует. Как только на выпрямитель поступит переменное напряжение, через вентиль начнут проходить импульсы прямого тока на зарядку конденсатора C_0. Поскольку в начальное время постоянное напряжение на конденсаторе отсутствует, а сопротивление вентиля прямому току мало, то первые импульсы могут быть очень большими, как говорят, получаются большие «броски» тока через вентиль. Они особенно опасны для точечных диодов. Плоскостные (сплавные) германиевые и кремниевые диоды допускают кратковременные перегрузки током, однако перегрузочная способность различных типов диодов и даже различных экземпляров одного и того же типа различна. Поэтому, чтобы исключить возможность выхода из строя диодов при включении выпрямителя в электросеть, последовательно с ними включают балластный резистор $R_б$. Последний ограничивает импульсы тока через диод, предохраняя его от возможного пережигания током. В схемах с плоскостными германиевыми и кремниевыми диодами применяют балластные резисторы сопротивлением порядка единиц и десятков ом, а в схемах с точечными диодами — порядка десятков и сотен ом, однако в выпрямителях с плоскостными диодами на малые напряжения (до 10—12 *в*) балластные резисторы не применяют.

В выпрямителях с селеновыми столбами балластные резисторы применять не обязательно, поскольку селеновые вентили легко выдерживают без повреждения значительные кратковременные перегрузки (10-кратную в течение 12 *сек*), прямое сопротивление плеча селенового столба больше и поэтому достаточно хорошо ограничивает броски тока на заряд конденсатора.

Продолжим рассмотрение процессов в выпрямителе. С каждым последующим импульсом тока через вентиль напряжение на конденсаторе возрастает, разность потенциалов на диоде в моменты амплитудных значений питающего напряжения снижается и, следовательно, величина импульсов тока уменьшается. Поскольку конденсатор не разряжается (нагрузка отключена), то после нескольких импульсов прямого тока через вентиль напряжение на конденсаторе достигает практически амплитудного значения переменной э. д. с. ($U_0 = E_{IIm}$) и дальнейший заряд конденсатора прекращается. Это происходит потому, что в моменты такого равенства разность потенциалов на вентиле становится равной нулю и импульсы тока через него больше не проходят.

При наличии же нагрузки конденсатор C_0 разряжается на нее и поэтому средняя величина напряжения на конденсаторе, т. е. постоянная составляющая U_0, имеет меньшую величину, чем в режиме холостого хода выпрямителя.

Опишем работу выпрямителя после того, как процесс установился, т. е. по истечении определенного времени после включения выпрямителя в электросеть. На верхнем графике рис. 2 синусоида представляет изменение переменной э. д. с., имеющей амплитуду E_{IIm} (например, э. д. с. вторичной обмотки трансформатора питания).

Жирная кривая линия на этом рисунке, пересекающая синусоиду у ее вершин, показывает изменение во времени напряжения u_C на конденсаторе C_0, а прямая штриховая линия, параллельная оси абсцисс графика, представляет постоянную составляющую выпрямленного напряжения на этом конденсаторе U_0. Кривые в нижней части того же рисунка представляют собой импульсы прямого тока через полупроводниковый вентиль, жирная линия — изменение выпрямленного тока и штриховая линия — его постоянную составляющую.

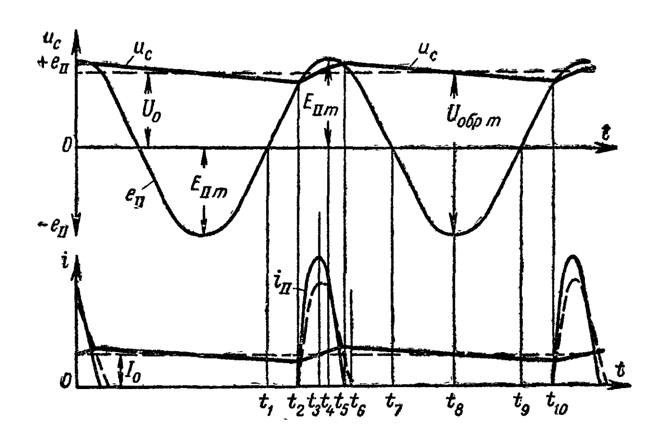


Рис. 2. Процессы в однополупериодном выпрямителе с емкостным фильтром.

Рассмотрение процессов в схеме выпрямителя начнем хотя бы с момента t_1, после которого подводимое переменное напряжение возрастает, имея полярность, соответствующую прямому направлению вентиля. Как видно из графика, в интервале времени t_1—t_2 напряжение u_C на конденсаторе в любой момент больше мгновенного значения переменной э. д. с. e_{II}, вследствие чего на вентиле получается разность потенциалов с полярностью, соответствующей обратному (запирающему) направлению вентиля, и ток через него не проходит (наличием обратного тока небольшой величины можно пренебречь).

После момента t_2 мгновенное значение переменной э. д. с. превышает напряжение на конденсаторе и через вентиль идет прямой ток, который частично идет на зарядку конденсатора и частично на нагрузку. Переменная э. д. с. проходит амплитудное значение E_{IIm} в момент t_4, а напряжение на конденсаторе достигает наибольшей величины несколько позднее — в момент t_5. Поскольку падение напряжения на вентиле и на балластном резисторе $R_б$ относительно невелико, можно считать, что напряжение на конденсаторе C_0 в момент t_5 приближается по величине к амплитудному значению переменной э. д. с.

Так как разность потенциалов на вентиле в момент t_5 становится равной нулю, то ток через вентиль должен прекратиться. Это

полностью справедливо для бестрансформаторного выпрямителя. Несколько иначе обстоит дело, если напряжение на вентиль поступает со вторичной обмотки трансформатора питания. В этом случае на развитие описываемого процесса оказывает влияние индуктивность рассеяния между первичной и вторичной обмотками трансформаторов. При всяком изменении тока через диод и, естественно, тока во вторичной обмотке трансформатора питания индуктивность рассеяния порождает во вторичной обмотке э. д. с. самоиндукции. Последняя препятствует нарастанию тока в начале импульса и стремится поддержать ослабевающий ток в цепи в конце импульса. В результате импульс тока через диод удлиняется и ток прекращается только в момент t_6; вместе с тем несколько уменьшается высота импульса тока (показано на графике штриховой линией). Естественно, чем больше индуктивность рассеяния трансформатора питания, тем больше расширяется и уплощается импульс. Очевидно, индуктивность рассеяния влияет и на процесс заряда конденсатора (на рис. 2 это влияние не показано).

Длительность и «высота» импульса тока через вентиль зависят также от емкости конденсатора C_0 и величины тока нагрузки. Практически длительность импульса обычно в 5—10 раз меньше длительности периода питающего переменного напряжения. Максимальное значение тока в импульсе может в 5—7 раз превышать величину I_0.

После того как заряд конденсатора прекратился, ток в нагрузке выпрямителя поддерживается за счет расходования энергии, накопленной конденсатором; последний разряжается на нагрузку и напряжение на нем плавно уменьшается до момента t_{10}, когда снова возникает прямой ток через вентиль (эта фаза процесса соответствует фазе в момент t_2). Далее процесс периодически, с частотой питающего напряжения, повторяется, как описано выше. Чем больше емкость конденсатора и чем меньше ток на нагрузку, тем меньше снижается напряжение на конденсаторе C_0 в промежутках между заряжающими импульсами, т. е. тем меньше пульсация напряжения на этом конденсаторе.

Однополупериодный выпрямитель на германиевом или кремниевом диоде с фильтром, начинающимся с конденсатора (рис. 1, *б—г*), может длительно надежно работать, если ток его нагрузки I_0 не будет превышать 0,5 предельной величины среднего выпрямленного тока, допускаемого для примененного диода в схеме однополупериодного выпрямителя с чисто активной нагрузкой (рис. 1, *а*). Это — одно из условий надежной работы выпрямителя с полупроводниковым диодом. Если же в выпрямителе с фильтром, начинающимся с конденсатора, в качестве вентиля используется селеновый выпрямительный столб, то ток нагрузки не должен превышать 0,8 предельной величины, допускаемой для случая активной нагрузки.

Рассмотрим более подробно интервал времени от момента t_7 до момента t_9, т. е. тот полупериод, когда поступающее на полупроводниковый вентиль напряжение является для него запирающим. Из верхнего графика на рис. 2 непосредственно следует, что во время этого полупериода напряжение на вентиле в любой момент равно сумме мгновенных значений напряжения на конденсаторе u_C и переменной э. д. с. e_{II}. Обратное напряжение на вентиле достигает максимальной величины $U_{обрm}$ в момент времени t_8, когда переменная э. д. с. имеет амплитудное значение E_{IIm}. Поскольку амплитуда переменной синусоидальной э. д.с. в $\sqrt{2}=1{,}41$ раза больше ее дей-

ствующего значения E_{II}, то амплитуда обратного напряжения на вентиле нагруженного выпрямителя

$$U_{обр\ m} = 1,41 E_{II} + U_0. \quad (3)$$

Практически руководствуясь соображениями надежности, для выпрямителя с фильтром, начинающимся с конденсатора, выбирают такой полупроводниковый диод, предельная амплитуда обратного напряжения которого превосходит действующее значение подводимого переменного напряжения по крайней мере в 3 раза. При этом для расчета берут амплитуду обратного напряжения не выше допускаемой при наибольшей температуре окружающей среды, в которой будет работать выпрямитель, и учитывают нестабильность напряжения питающей сети, принимая наибольшую ожидаемую величину подаваемого на вентили переменного напряжения. Это является важнейшим условием надежной работы полупроводникового вентиля (диода) в выпрямителе. Соблюдение этого условия — достаточная гарантия того, что вентиль не будет пробит обратным напряжением, а обратный ток через него окажется невелик и поэтому можно будет считать, что ток этот практически не разряжает конденсатор.

В случае, если требуемое соотношение между подводимым напряжением и обратным напряжением вентиля не обеспечивается, включают последовательно два или большее количество вентилей из расчета, чтобы сумма предельно допустимых для них амплитуд обратного напряжения была достаточной.

Все эти энергетические соотношения в полной мере сохраняются и для схем выпрямителей с П-образным фильтром (рис. 1, *в—г*).

Из верхнего графика на рис. 2 ясно видно, что при однополупериодном выпрямлении напряжение на конденсаторе C_0 достигает максимального значения один раз в течение каждого периода питающего напряжения (столько же раз оно проходит минимальное значение). Следовательно, в данном случае частота пульсации выпрямленного напряжения $f_п$ равна частоте напряжения электросети.

Величина пульсации выпрямленного напряжения уменьшается при увеличении емкости C_0 и при уменьшении тока I_0. Это легко объясняется следующими причинами: конденсатор большой емкости способен запасти значительную электрическую энергию, поэтому в интервале времени от t_5 (t_6) до t_{10} будет израсходована относительно небольшая часть этой энергии и напряжение на конденсаторе снизится незначительно; вместе с тем уменьшение величины тока I_0 (ток, разряжающий конденсатор) также приводит к меньшей потере энергии конденсатора и меньшему снижению напряжения на нем в указанном интервале времени.

3. Двухполупериодное выпрямление

Схемы двухполупериодных выпрямителей, показанные на рис. 3, должны содержать трансформаторы питания с выводами от средних точек их вторичных обмоток.

Можно считать, что двухполупериодный выпрямитель состоит из двух однополупериодных выпрямителей на вентилях B_1 и B_2, работающих на общую нагрузку, причем переменное напряжение на один из них подается с верхней половины вторичной обмотки (*II а*), а на другой — с нижней половины той же обмотки (*II б*). Фазы перемен-

ного напряжения на концах обмотки трансформатора в любой момент времени сдвинуты по отношению друг к другу на угол 180°. Вследствие этого образующие схему однополупериодные выпрями-

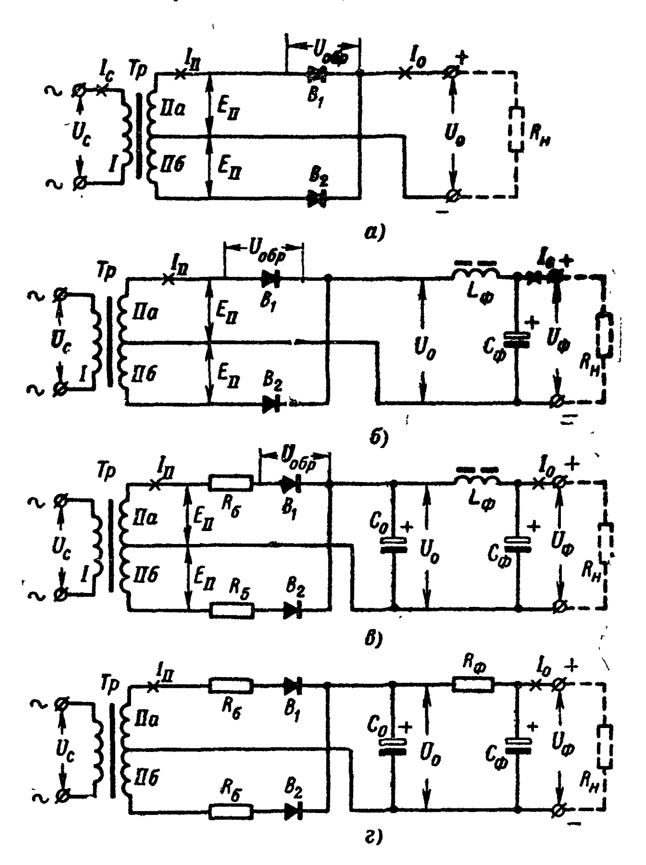


Рис. 3. Схемы двухполупериодных выпрямителей.

а — с активной нагрузкой, без сглаживающего фильтра; *б* — с Г-образным сглаживающим *LC*-фильтром; *в* — с П-образным сглаживающим *LC*-фильтром; *г* — с П-образным сглаживающим *RC*-фильтром.

тели создают импульсы тока через нагрузку и на зарядку конденсаторов фильтра поочередно, дважды в течение каждого периода переменного напряжения: один раз во время полупериода, когда положительный потенциал на верхнем конце вторичной обмотки трансформатора по отношению к ее средней точке и проходит импульс прямого тока через вентиль B_1, а другой раз во время полупериода, когда положительный потенциал на нижнем конце вторичной обмот-

ки по отношению к ее средней точке и проходит импульс прямого тока через вентиль B_2 В результате этого частота пульсации выпрямленного напряжения в двухполупериодной схеме в 2 раза выше частоты переменного напряжения в питающей электросети (рис. 4).

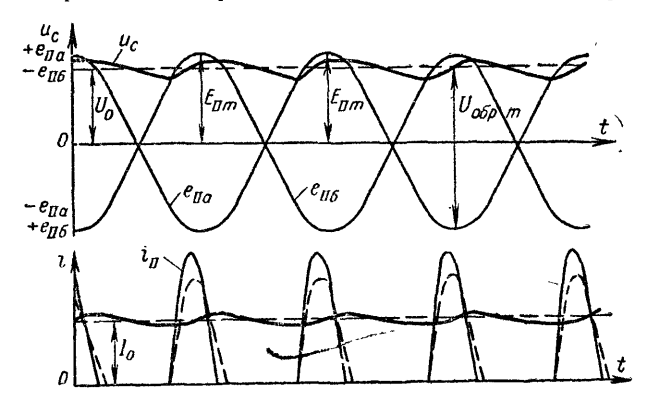


Рис. 4. Процессы в двухполупериодном выпрямителе с фильтром, начинающимся с конденсатора.

При данной величине тока нагрузки I_0 и данной емкости конденсатора C_0 в схеме по рис. 3, *в* пульсация напряжения на этом конденсаторе будет меньшей, чем на одноименном конденсаторе в схеме по рис. 1, *б*, поскольку при двухполупериодном выпрямлении конденсатор C_0 подзаряжается через меньшие интервалы времени и поэтому напряжение на нем между импульсами прямого тока через диоды снижается на относительно меньшую величину.

Амплитуда обратного напряжения на вентилях в каждом плече схемы по рис. 3, *в* имеет такую же величину, как и в схеме по рис. 1, *б* [см. формулу (3)]. Вместе с тем от двухполупериодного выпрямителя можно получить вдвое больший выпрямленный ток, чем от однополупериодного выпрямителя при вентилях такого же типа.

В мостовых схемах (Греца), показанных на рис. 5 и 6, во время полупериодов напряжения одного знака импульсы тока на нагрузку и на зарядку конденсаторов проходят через вентили B_2 и B_3, а во время полупериодов противоположного знака — через вентили B_4 и B_1. Процессы в мостовых схемах, изображенных на рис. 5, *в*, *г* и 6, также иллюстрируются графиком на рис 4.

Амплитуда обратного напряжения на вентилях каждого плеча мостовой схемы вдвое меньше, чем на вентилях плеча схем по рис. 1 и 3. Для мостовой схемы с конденсатором на входе сглаживающего фильтра

$$U_{обр\,m} = 0{,}71 E_{II} + 0{,}5 U_0. \qquad (3а)$$

4. Выпрямление с удвоением напряжения

Схема выпрямителя с удвоением напряжения, которую называют схемой Латура (рис. 7), состоит из двух работающих поочередно однополупериодных выпрямителей: во время полупериодов питающе-

Рис. 5. Схемы выпрямителей по мостовой схеме.

а — с активной нагрузкой, без сглаживающего фильтра; *б* — с Г-образным *LC*-фильтром; *в* — с П-образным *LC*-фильтром; *г* — с П-образным сглаживающим *RC*-фильтром.

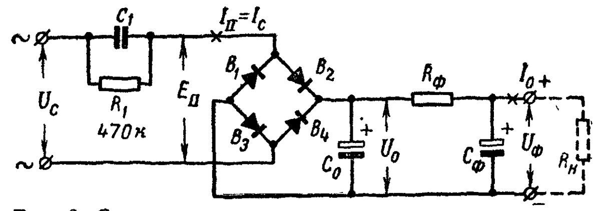


Рис. 6. Схема выпрямителя с П-образным сглаживающим *RC*-фильтром и включением в электросеть через конденсатор.

го напряжения одного знака импульсами прямого тока через верхний вентиль заряжается конденсатор C_{01}, а во время полупериодов обратного знака через вентиль B_2 заряжается конденсатор C_{02}. По отношению к нагрузке выпрямителя эти конденсаторы соединены между собой последовательно, поэтому на ней и получается удвоенное напряжение.

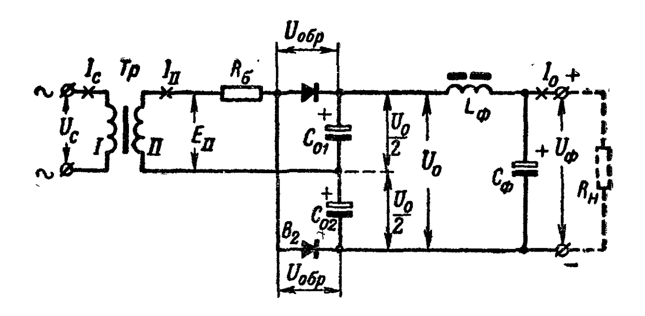


Рис. 7. Схема Латура.

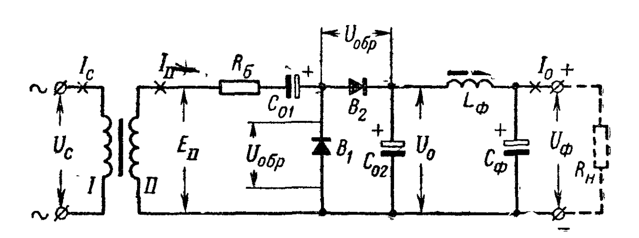


Рис. 8. Схема с последовательным удвоением.

Основная частота пульсации выпрямленного напряжения, как и в двухполупериодных выпрямителях, вдвое больше частоты в питающей электросети. Поэтому выпрямитель по схеме на рис. 7 называют также двухполупериодным выпрямителем с удвоением напряжения.

В схеме с последовательным удвоением (рис. 8) во время полупериодов одного знака импульсы прямого тока проходят через вентиль B_1, заряжая конденсатор C_{01}. Во время полупериодов другого знака на вентиль B_2 поступает напряжение, равное сумме подводимого напряжения и напряжения на конденсаторе C_{01}. Возникающие от действия этого суммарного напряжения импульсы прямого тока через вентиль B_2 заряжают конденсатор C_{02} до напряжения примерно вдвое большей величины по сравнению с напряжением на конденсаторе C_{01}.

Основная частота пульсации выпрямленного напряжения в этой схеме такая же, как и в однополупериодном выпрямителе (рис. 1), т. е. равна частоте переменного тока в питающей электросети. В связи с этим выпрямитель по схеме на рис. 8 иногда называют

однополупериодным выпрямителем с удвоением напряжения, хотя в действительности, как видно из приведенного описания работы схемы, используются оба полупериода.

Амплитуда обратного напряжения на вентилях каждого плеча рассмотренных схем с удвоением напряжения

$$U_{\text{обр}\, m} = 1,41E_{\text{II}} + 0,5U_0. \qquad (3б)$$

5. Сравнение схем выпрямителей

В относительных достоинствах и недостатках рассмотренных схем нам поможет разобраться табл. 1, в которой приведены соотношения переменных и постоянных напряжений, токов и мощностей, а также частоты пульсации выпрямленного напряжения и тока в различных схемах. Соотношения эти следует рассматривать как средние ориентировочные для выпрямителей с напряжениями и токами, встречающимися на практике при питании радиоаппаратуры. Их можно использовать для прикидочных расчетов.

Из данных табл. 1 следует:

1. Пульсация выпрямленного напряжения на входе П-образного фильтра значительно меньше, чем на входе Г-образного. Изменять величину пульсации напряжения на входе Г-образного фильтра не представляется возможным. По этим причинам дроссель и конденсатор такого фильтра должны иметь бóльшие размеры, чем в случае П-образного *LC*-фильтра. (В однополупериодных выпрямителях Г-образные *LC*-фильтры вообще не применяют, так как в этих схемах на дросселе, включенном последовательно с вентилями, имеет место значительное падение напряжения и в результате постоянная составляющая выпрямленного напряжения оказывается очень малой.)

2. В связи с тем, что в двухполупериодных выпрямителях по схемам на рис. 3, *в*, *г*, 5, *в*, *г* и 6 частота пульсации $f_{\text{п}}$ в 2 раза больше, чем в однополупериодных схемах, легче получить малую пульсацию напряжения на выходе фильтра: произведение емкости на индуктивность $C_{\text{ф}}L_{\text{ф}}$ для получения такого же сглаживания должно быть в 4 раза меньше. В случае *RC*-фильтра произведение $C_{\text{ф}}R_{\text{ф}}$ для двухполупериодной схемы вдвое меньше.

3. Дополнительным преимуществом мостовых схем (рис. 5) по сравнению с двухполупериодными схемами по рис. 3 является то, что напряжение на концах обмотки *II* и соответственно общее количество ее витков в схеме Греца в 2 раза меньше. Габаритная мощность трансформатора питания $P_{\text{тр}}$ при использовании мостовой схемы равна потребляемой из электросети мощности, причем габаритная мощность меньше, чем в случае двухполупериодной схемы со средней точкой в обмотке трансформатора и в случае однополупериодной схемы.

Следовательно, применяя мостовую схему, те же мощность и напряжение выпрямленного тока получают с трансформатором питания меньшего размера. Когда нужно иметь выпрямленное напряжение, величина которого меньше действующего значения напряжения в питающей электросети, то мостовую схему можно собрать без трансформатора питания, включая выпрямитель в электросеть через конденсатор с бумажным диэлектриком (C_1 на рис. 6). Необходимо заметить, что при отключении нагрузки от такого выпрямителя на-

Таблица 1

Схема по рис.	E_{II}	I_{II}	$U_{\text{обр}\,m}$	U_m	$f_{\text{п}}$	$P_{\text{с}}$	$P_{\text{тр}}$
1, *а*	$2{,}2\ U_0$	$1{,}57\ I_0$	$3{,}1\ U_0$	$1{,}57\ U_0$	$f_{\text{с}}$		$3{,}5\ U_0I_0$
1, *б—г*	$\sim 0{,}9\ U_0$	$\sim 2{,}6\ I_0$	$2{,}6\ U_0$	$<0{,}25\ U_0$	$f_{\text{с}}$		$2{,}2\ U_0I_0$
3, *а*	$1{,}1\ U_0$	$0{,}8\ I_0$	$3{,}1\ U_0$	$0{,}67\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}5\ U_0I_0$	$1{,}8\ U_0I_0$
3, *б*	$1{,}1\ U_0$	$0{,}7\ I_0$	$3{,}1\ U_0$	$0{,}67\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}3\ U_0I_0$	$1{,}6\ U_0I_0$
3, *в—г*	$\sim 0{,}9\ U_0$	$\sim 1{,}3\ I_0$	$2{,}6\ U_0$	$<0{,}1\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}7\ U_0I_0$	$1{,}9\ U_0I_0$
5, *а*	$1{,}1\ U_0$	$1{,}1\ I_0$	$1{,}6\ U_0$	$0{,}67\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}5\ U_0I_0$	$1{,}5\ U_0I_0$
5, *б*	$1{,}1\ U_0$	I_0	$1{,}6\ U_0$	$0{,}67\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}3\ U_0I_0$	$1{,}3\ U_0I_0$
5, *в—г*	$\sim 0{,}9\ U_0$	$\sim 1{,}8\ I_0$	$1{,}3\ U_0$	$<0{,}1\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}7\ U_0I_0$	$1{,}7\ U_0I_0$
7	$\sim 0{,}45\ U_0$	$\sim 3{,}6\ I_0$	$1{,}3\ U_0$	$<0{,}1\ U_0$	$2\ f_{\text{с}}$	$1{,}7\ U_0I_0$	$1{,}7\ U_0I_0$
8	$\sim 0{,}45\ U_0$	$\sim 3{,}6\ I_0$	$1{,}3\ U_0$	$<0{,}1\ U_0$	$f_{\text{с}}$	$1{,}7\ U_0I_0$	$1{,}7\ U_0I_0$

пряжение на вентилях и на конденсаторах сглаживающего фильтра резко возрастает и они выходят из строя. Чтобы избежать этого, параллельно нагрузке можно включить стабилитрон на соответствующее рабочее напряжение и с током стабилизации $I_{ст}$, превышающим нормальный ток нагрузки (см. § 24).

Если же требуется выпрямленное напряжение, близкое по величине к напряжению электросети, то мост из вентилей включают в электросеть непосредственно (схема по рис. 6, но без конденсатора C_1).

То обстоятельство, что мостовая схема содержит наибольшее число плеч, в большинстве случаев не является ее недостатком. Дело в том, что при сколь-либо значительных напряжениях каждое плечо любой схемы приходится составлять из двух или большего количества последовательно соединяемых выпрямительных элементов (диодов, селеновых шайб), причем общее количество элементов в мостовой схеме, как правило, не превышает требуемого числа элементов для двухполупериодной двуплечей схемы при той же величине выпрямленного напряжения.

4. Схемы с удвоением напряжения (рис. 7 и 8) выгодны тем, что они дают возможность получить выпрямленное напряжение требуемой величины при подаче на вентили наиболее низких напряжений переменного тока по сравнению со всеми другими схемами. С помощью бестрансформаторного выпрямителя с удвоением напряжения, включенного в электросеть переменного тока с номинальным напряжением 127 *в*, получают напряжение постоянного тока величиной 250—280 *в*, вполне достаточной для питания цепей анодов и экранирующих сеток стандартных приемно-усилительных ламп с подогревными катодами. Преимущество схемы Латура состоит в том, что, сделав отвод от общей точки соединения конденсаторов C_{01} и C_{02}, можно получить одновременно напряжение вдвое меньшей величины (цепь этого напряжения показана пунктиром).

Все изложенное выше является причиной того, что практически применяемые полупроводниковые выпрямители на напряжения от нескольких вольт до нескольких сотен вольт имеют П-образные сглаживающие фильтры, причем сами выпрямители выполняют преимущественно по мостовой схеме. Однако когда требуются мощности выпрямленного тока не более нескольких ватт при малых напряжениях, часто могут быть выгодны однополупериодные выпрямители или двухполупериодные с выводом средней точкой вторичной обмотки трансформатора питания, поскольку для них требуется по крайней мере вдвое меньшее количество выпрямительных элементов по сравнению с выпрямителями по мостовой схеме. При малом напряжении увеличение количества витков вторичной обмотки трансформатора питания является малосущественным обстоятельством. В частности, однополупериодную схему используют в выпрямителях смещения на управляющие сетки электронных ламп телевизоров и радиоприемников, а двухполупериодную схему со средней точкой вторичной обмотки трансформатора — для питания накала ламп первых каскадов усилителей магнитофонов и других устройств с большим усилением.

Схему с упрощенным сглаживающим фильтром (рис. 1, *б*) применяют в тех случаях, когда для питания нагрузки можно иметь выпрямленное напряжение с относительно большим коэффициентом пульсации (например, порядка нескольких процентов для питания

нитей накала ламп или обмоток реле). Вместе с тем, применяя в таких схемах конденсаторы C_0 большой емкости, можно получить весьма малые пульсации при малых величинах выпрямленных токов.

6. Режим работы конденсатора на входе сглаживающего фильтра

На вопросе выбора емкости и номинального напряжения входного конденсатора сглаживающего П-образного фильтра выпрямителя нужно остановиться особо, учитывая, что на этом конденсаторе действует пульсирующее напряжение с относительно большой переменной составляющей. Так, например в выпрямителях ламповых радиоприемников и усилителей, дающих напряжения величиной в сотни вольт, переменная составляющая на этих конденсаторах нередко достигает десятков вольт.

В связи с тем, что электролитические конденсаторы обладают значительным тангенсом угла потерь и большими токами утечки по сравнению с конденсаторами с диэлектриками всех других видов, на входных электролитических конденсаторах сглаживающих фильтров выделяется существенное количество тепла. При неблагоприятных эксплуатационных условиях (большие пульсации и повышенная температура внутри аппаратуры) перегрев этих конденсаторов, особенно конденсаторов, работающих под напряжениями порядка сотен вольт, делается недопустимо большим, что ведет к увеличению токов утечки конденсаторов и сокращению срока их службы.

Известны случаи взрыва электролитических конденсаторов на входах сглаживающих фильтров, работающих в аппаратуре под большими напряжениями, от возникшего внутри корпусов конденсаторов высокого давления газов, образующихся вследствие разложения электролита под действием токов утечки в условиях чрезмерного перегрева. Причиной взрывов конденсаторов является тяжелый их эксплуатационный режим: чрезмерно большие пульсации напряжеиия, совмещенные с повышенной температурой внутри аппаратуры или повышением напряжения питающей электросети.

Государственные стандарты или технические условия на электролитические конденсаторы, кроме номинальных напряжений и предельных температур (для конденсаторов с алюминиевыми анодами 70°) *, регламентируют допустимые в эксплуатации для этих конденсаторов амплитуды переменной составляющей напряжения. Ее величина обычно указывается в процентах к номинальному напряжению. Допустимая амплитуда зависит от конструкции (типа) конденсатора, его номинальной емкости и номинальиого напряжения, уменьшаясь пропорционально увеличению частоты переменной составляющей. Так, например, для конденсатора сглаживающего фильтра двухполупериодного выпрямителя, где частота основной пульсации вдвое больше частоты тока питающей электросети, допустима относительная амплитуда перемеиной составляющей напряжения в 2 раза меньше, чем в случае однополупериодного выпрямления.

При превышении установленных норм переменной составляющей надежная работа конденсаторов предприятими-изготовителями не гарантируется. Поэтому при расчете сглаживающего фильтра, зада-

* Для конденсаторов некоторых типов, например К50-6, технические условия допускают температуру окружающей среды до 85° С при условии их работы под напряжениями постоянного тока вдвое меньше номинальных.

ваясь величиной пульсации напряжения на его выходе, допустимой для питания данной аппаратуры, необходимо ограничивать, как сказано ниже, величину переменной составляющей на входном конденсаторе фильтра.

В диапазонах выпрямленных напряжений и токов, требуемых для питания приемно-усилительной радиоаппаратуры, амплитуда переменной составляющей напряжения на входном конденсаторе сглаживающего фильтра уменьшается практически прямо пропорционально увеличению емкости этого конденсатора и уменьшению постоянной составляющей выпрямленного тока, идущего в нагрузку. В режиме холостого хода выпрямителя, т. е. в отсутствие тока в его нагрузке, амплитуда переменной составляющей близка к нулю — пульсация напряжения даже на входном конденсаторе сглаживающего фильтра практически отсутствует, но зато при этом наибольшей величины достигает постоянная составляющая напряжения.

В табл. 2—4 указаны амплитуды переменной составляющей напряжения переменного тока $U_m^{(C)}$, опустимые для конденсаторов различных типов при использовании их в сглаживающих фильтрах выпрямителей, питаемых от сетей переменного тока со стандартной частотой 50 *гц*. При нагрузке выпрямителей токами с указанными в таблице величинами постоянных составляющих $I_0^{(C)}$ переменные составляющие напряжений на входных конденсаторах сглаживающих фильтров не будут превышать допустимых величин. При уменьшении постоянной составляющей тока переменная составляющая напряжения на входном конденсаторе фильтра уменьшается.

Величинами, приведенными в табл. 2, можно пользоваться также при расчете и конструировании фильтров с электролитическими конденсаторами типов КЭ-1-ПМ, КЭ-1-ОМ, КЭ-2-ПМ, КЭ-2-ОМ (повышенной и «особой» морозоустойчивости) емкостью до 20 *мкф* на номинальные напряжения 150, 300 и 450 *в*; для конденсаторов указанных категорий морозоустойчивости с номинальной емкостью 30 *мкф* на номинальные напряжения 150 и 300 *в* значения $I_0^{(C)}$ допустимо увеличивать в 1,3 раза, а на номинальные напряжения 20, 30 и 50 *в* увеличивать 1,5 раза при всех номинальных емкостях.

Приведенные в табл. 2—4 величины $I_0^{(C)}$ и $U_m^{(C)}$ для однополупериодных выпрямителей относятся также к выпрямителям с удвоением напряжения.

Постоянная составляющая фактического рабочего напряжения U_0 на конденсаторах КЭ-1, КЭ-2 и К50-6 не должна превышать 0,7 величины U_C соответствующего конденсатора. Это повышает надежность работы конденсаторов в эксплуатации, в том числе при повышении напряжения питающей электросети и при отключении от выпрямителя нагрузки. В последнем случае величина постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0 достигает амплитудного значения э. д. с. повышающей обмотки трансформатора питания (для бестрансформаторного выпрямителя — амплитудного напряжения электросети, для двухполупериодного выпрямителя со средней точкой повышающей обмотки — амплитудного значения напряжения половины этой обмотки).

При использовании конденсатора нового типа К50-7 постоянная составляющая рабочего напряжения может быть ближе к номинальному U_C, поскольку для этих конденсаторов допускается кратковре-

Таблица 2

Предельные режимы электролитических конденсаторов КЭ-1 и КЭ-2 в сглаживающих фильтрах при частоте напряжения в питающей электросети 50 *гц*

U_C, *в*	$C_{ном}$, *мкф*	Однополупериодная схема выпрямления		Двухполупериодная схема выпрямления	
		$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*	$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*
8	50	0,8	5	0,4	6
	100	0,8	10	0,4	12
	200	0,4	10	0,2	12
	500	0,4	25	0,2	33
	1 000	0,4	50	0,2	65
	2 000	0,4	100	0,2	130
12	10	1,8	3	0,9	4
	30	1,2	5	0,6	6
	50	1,2	8	0,6	10
	100	1,2	16	0,6	20
	200	0,6	16	0,3	20
	500	0,6	40	0,3	50
	1 000	0,6	80	0,3	100
	2 000	0,6	160	0,3	200
20	10	3,0	4	1,5	5
	20	3,0	8	1,5	10
	30	2,0	8	1,0	10
	50	2,0	13	1,0	16
	100	2,0	26	1,0	32
	200	1,0	26	0,5	32
	500	1,0	65	0,5	80
	1 000	1,0	130	0,5	160
	2 000	1,0	250	0,5	300
30	10	4,5	6	2,3	8
	20	4,5	12	2,3	15
	30	3,0	12	1,5	15
	50	3,0	20	1,5	25
	100	3,0	40	1,5	50
	200	1,5	40	0,8	50
	500	1,5	100	0,8	120
50	10	7,5	10	3,8	12
	20	7,5	20	3,8	25
	30	5,0	20	2,5	25
	50	5,0	33	2,5	40
	100	5,0	65	2,5	80

U_C, *в*	$C_{ном}$, *мкф*	Однополупериодная схема выпрямления		Двухполупериодная схема выпрямления	
		$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*	$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*
150	10 20 30	15 15 9	20 40 35	7,5 7,5 4,5	25 50 45
200	150*	8	160	4,0	200
300	5 10 20 30 120* 150*	30 30 30 18 15 15	20 40 80 70 240 300	15 15 15 9 8 8	25 50 100 90 300 360
400	5 10 20	40 40 40	25 50 100	20 20 20	35 65 130
450	5 10 20 40 80*	45 45 45 28 23	30 60 120 140 240	23 23 23 14 12	35 70 140 175 300

* С такими номиналами емкостей выпускают только конденсаторы КЭ-2Н.

менное превышение номинального напряжения до величины, указанной в первой графе табл. 4 в скобках.

Из табл. 2—4 видно, что при входных конденсаторах фильтров с одинаковыми емкостями при двухполупериодном выпрямлении можно получить выпрямленный ток большей величины, чем при однополупериодном. При двухполупериодном выпрямлении и данной величине выпрямленного тока на входном конденсаторе фильтра такой же емкости получается существенно меньшая пульсация напряжения. Важно также и то, что при двухполупериодном выпрямлении основная частота пульсации вдвое больше, чем при однополупериодном. Вследствие этого требуемый малый коэффициент пульсации на нагрузке выпрямителя (на выходе сглаживающего фильтра) может быть получен при выходном конденсаторе меньшей емкости и дросселе с меньшей индуктивностью (меньшем сопротивлении резистора).

Таблица 3

Предельные режимы электролитических конденсаторов К50-6 в сглаживающих фильтрах при частоте напряжения в сети 50 *гц*

U_C, *в*	$C_{ном}$, *мкф*	Однополупериодная схема выпрямления		Двухполупериодная схема выпрямления	
		$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*	$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*
6	50	1,5	10	0,75	12
	100	1,5	20	0,75	25
	200	1,5	40	0,75	50
	500	1,2	80	0,60	100
10	10	2,5	3	1,2	5
	20	2,5	6	1,2	10
	50	2,5	15	1,2	20
	100	2,5	30	1,2	40
	200	2,0	50	1,0	65
	500	2,0	120	1,0	160
	1 000	2,0	240	1,0	300
15	5	3,8	3	1,9	4
	10	3,8	5	1,9	8
	20	3,8	10	1,9	14
	30	3,8	15	1,9	24
	50	3,8	25	1,9	35
	100	3,0	40	1,5	50
	200	3,0	80	1,5	100
	500	3,0	200	1,5	250
	1 000	3,0	400	1,5	500
25	5	6,3	4	3,1	5
	10	6,3	8	3,1	10
	20	6,3	16	3,1	20
	50	5,0	35	2,5	40
	100	5,0	70	2,5	80
	200	5,0	140	2,5	160
	500	3,8	250	1,9	300
	1 000	3,8	500	1,9	600
50	5	10,0	7	5,0	9
	10	10,0	13	5,0	16
	20	10,0	25	5,0	30
	50	7,5	50	3,8	60
	100	7,5	100	3,8	120
	200	7,5	200	3,8	240

Продолжение табл. 3

U_C, *в*	$C_{ном}$, *мкф*	Однополупериодная схема выпрямления		Двухполупериодная схема выпрямления	
		$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*	$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*
100	1	15	2	7,5	3
	2	15	4	7,5	5
	5	15	10	7,5	12
	10	10	14	5,0	16
	20	10	25	5,0	30
160	1	16	2	8	3
	2	16	4	8	5
	5	16	10	8	13
	10	16	20	8	25

Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения на входном конденсаторе сглаживающего фильтра, имеющем данную номинальную емкость $C_{ном}$, можно определить по формуле

$$v_0 = \frac{100 U_m^{(C)} I_0}{U_0 I_0^{(C)}} \cdot , \%. \qquad (4)$$

Коэффициент пульсации напряжения v_0, снимаемого с двух последовательно соединенных конденсаторов C_{01} и C_{02} выпрямителя с удвоением напряжения по схеме Латура (рис. 6), вычисляют по формуле (4), подставляя в нее величины $I_0^{(C)}$ и $U_m^{(C)}$ из граф табл. 2—4 для однополупериодной схемы, и полученный результат удваивают.

При этом необходимо иметь в виду, что постоянная составляющая напряжения на каждом из конденсаторов C_{01} и C_{02} в схеме Латура (рис. 6) и на конденсаторе C_{01} схемы по рис. 7 составляет половину напряжения U_0 на входе сглаживающего фильтра.

При выборе емкости конденсатора, включенного после дросселя или резистора сглаживающего фильтра, исходить из величины амплитуды переменной составляющей напряжения не требуется, так как она очень мала, и поэтому этот конденсатор работает в значительно более легком режиме.

При выпрямленных напряжениях $U_0 > 350 \div 400$ *в* в сглаживающих фильтрах применяют бумажные и металлобумажные конденсаторы, поскольку электролитических конденсаторов, пригодных для работы при таких напряжениях, не существует. Амплитуда пульсации напряжения на бумажных конденсаторах не должна превышать 20% от величины номинального напряжения при использовании их в фильтрах однополупериодных выпрямителей и 15% — в фильтрах двухполупериодных выпрямителей.

Во всех случаях сумма постоянной составляющей напряжения на конденсаторе и амплитуды пульсации должна быть меньше номинального рабочего напряжения.

Таблица 4

Предельные режимы электролитических конденсаторов К50-7 в сглаживающих фильтрах при частоте напряжения в питающей электросети 50 *гц*

U_C, *в*	$C_{ном}$, *мкф*	Однополупериодная схема выпрямления		Двухполупериодная схема выпрямления	
		$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*	$U_m^{(C)}$, *в*	$I_0^{(C)}$, *ма*
50 (58)*	300+100	15	600+200	7,5	700+230
	300+300	15	600+600	7,5	700+700
160 (185)*	20	32	85	16	100
	50	32	210	16	250
	100	24	320	12	370
	200	24	640	12	740
	500	16	1 000	8	1 200
250 (290)*	10	50	65	25	80
	20	50	130	25	150
	50	38	250	19	300
	100	25	330	13	390
	200	25	660	13	780
300 (345)*	5	60	40	30	45
	10	60	80	30	95
	20	45	120	23	140
	50	30	200	15	230
	50+50	30	200+200	15	230+230
	100	21	280	11	320
	100+100	21	280+280	11	320+320
	200	21	560	11	640
350 (400)*	5	52	35	26	40
	10	52	70	26	80
	20	35	95	18	110
	20+20	35	95+95	18	110+110
	50	18	110	9	130
	50+50	18	110+100	9	130+130
	100	18	230	9	270
450 (495)*	5	67	45	34	50
	10	67	90	34	100
	10+10	45	60+60	22	70+70
	20	22	60	11	70
	20+20	22	60+60	11	70+70
	50	22	150	11	170
	50+50	22	150+150	11	170+170
	100	22	300	11	340

* В скобках указаны предельные величины напряжений, которые конденсаторы выдерживают кратковременно.

7. Шунтирование диодов резисторами

Если в каждое плечо выпрямительной схемы включено последовательно по два или большее количество диодов, то каждый из них необходимо шунтировать резистором. Выясним, зачем они нужны. Во время полупериода напряжения переменного тока, когда на нешунтированные резисторами диоды данного плеча поступает обратное напряжение, оно распределяется между отдельными диодами пропорционально их обратным сопротивлениям. Поскольку последние у различных экземпляров диодов даже одного и того же типа могут отличаться друг от друга, напряжения на них тоже будут различной величины: на диод с самым малым обратным сопротивлением придется наименьшая часть общего обратного напряжения плеча, а на диод с самым большим обратным сопротивлением, естественно, наибольшая часть этого напряжения.

При значительном различии обратных сопротивлений диодов на одном из них (или на нескольких) может оказаться напряжение с амплитудой, превышающей допустимую, хотя среднее расчетное значение амплитуды на каждый диод (обратное амплитудное напряжение плеча, деленное на количество диодов в плече) и не выходит за пределы допустимой нормы. Электронно-дырочный переход диода, на котором окажется напряжение, равное пробивному или превышающее его, будет разрушен, диод окажется короткозамкнутым. После этого напряжение плеча распределится между меньшим числом диодов и в конце концов будут пробиты все диоды.

Если же параллельно каждому из диодов включить резисторы с одинаковыми номинальными сопротивлениями, существенно меньшими наименьшего ожидаемого обратного сопротивления диода, то обратное напряжение плеча распределится между диодами значительно равномернее, и опасность их пробоя будет исключена.

Практически дело осложняется тем, что сопротивления резисторов имеют отклонения от номинальных величин и параллельно каждому из них действует обратное сопротивление соответствующего диода. В результате равномерного распределения напряжения между диодами в плече никогда не удается получить.

Чем меньше будут величины сопротивлений шунтирующих резисторов и чем меньше они будут отличаться друг от друга, тем меньше будет разница между напряжениями на диодах во время обратного полупериода. Однако при чрезмерно малых величинах шунтирующих сопротивлений резисторов на них будет бесполезно теряться относительно большая мощность переменного тока, т. е. ухудшится к. п. д. выпрямителя. Вместе с тем ухудшится коэффициент выпрямления — отношение величин прямого и обратного токов диодов — и увеличится коэффициент пульсации выпрямленного напряжения. В связи с этим представляется целесообразным как в техническом, так и в экономическом отношении допускать некоторые различия в величинах обратных напряжений на различных диодах плеча, приняв при этом амплитуду обратного напряжения на диод несколько меньше предельно допустимой. Это позволяет получить достаточно надежную работу выпрямителя при шунтировании диодов резисторами с относительно большими отклонениями сопротивлений от номинальных величин.

В последних двух графах приводимой ниже табл. 6 приведены данные резисторов $R_ш$, рекомендуемых для шунтирования плоскостных диодов при условии, что отклонение их сопротивлений от но-

минальных значений не превышает ±10%, а количество диодов в плече выбрано, как указано в § 9. Можно применить резисторы с ближайшим меньшим стандартным сопротивлением, но при этом важно, чтобы номинальные значения всех шунтирующих резисторов были бы одинаковыми.

8. Селеновые выпрямительные столбы

Селеновым выпрямительным столбом называют объединенную в один конструктивный узел группу селеновых вентилей, предназначенную для использования в выпрямителе (рис. 9). Столбы эти нередко называют сокращенно: «селеновые выпрямители».

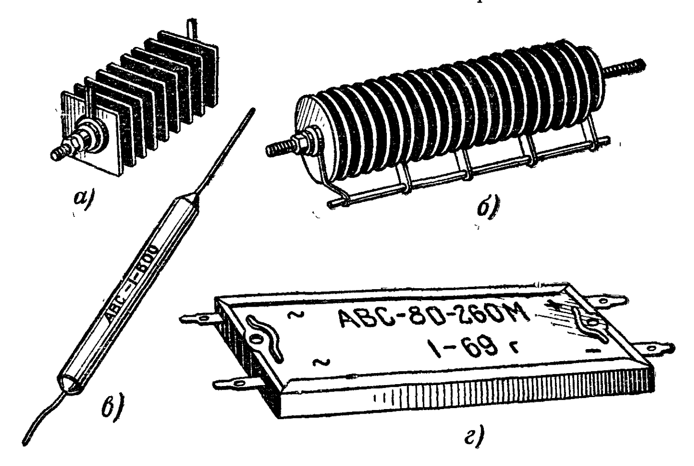


Рис. 9. Селеновые выпрямительные столбы.

а — открытая конструкция из квадратных шайб; *б* — то же, из круглых шайб; *в* — трубчатый из таблет; *г* — плоский.

Столбы в плоских корпусах. В радиовещательных приемниках и радиолах широко применяют селеновые выпрямительные столбы типов АВС-80-260М, АВС-80-260, АВС-120-270М и АВС-120-270, состоящие из квадратных селеновых вентилей, которые заключены в плоские металлические корпуса. Все эти столбы собраны по мостовой схеме и рассчитаны для работы в сглаживающих фильтрах, начинающихся с конденсаторов. Столбы АВС-80-260М отличаются от столбов АВС-80-260 и столбы АВС-120-270М от АВС-120-270 расположением контактных лепестковых выводов.

Номинальный режим для столбов АВС-80-260М и АВС-80-260: действующее значение подводимого напряжения переменного тока U_{II}=260 *в*, выпрямленное напряжение U_0=290 *в* на входном конденсаторе сглаживающего фильтра емкостью 20 *мкф* при выпрямленном токе 80 *ма*. Прямое дифференциальное сопротивление плеча примерно 140 *ом*.

Номинальный режим для столбов АВС-120-270М и АВС-120-270: действующее значение подводимого напряжения 270 *в*, выпрямлен-

ное напряжение 300 *в* на входном конденсаторе сглаживающего фильтра емкостью 30 *мкф* при выпрямленном токе 120 *ма.* Прямое дифференциальное сопротивление каждого плеча примерно 100 *ом.*

Необходимо обеспечивать хорошее охлаждение столбов в плоских корпусах во время их работы. Для этого столбы должны плотно прилегать всей своей нижней поверхностью к металлической монтажной панели (шасси).

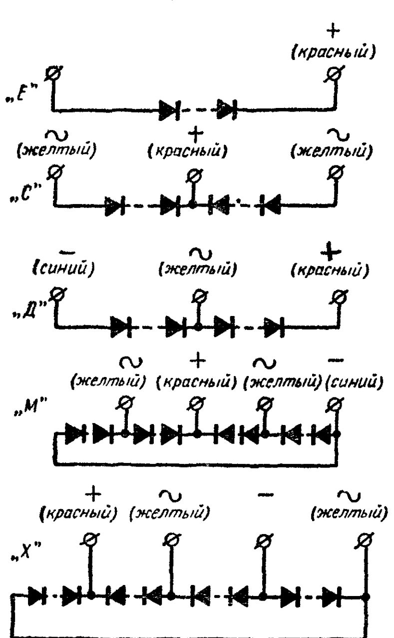


Рис. 10. Схемы селеновых выпрямительных столбов.

Столбы в цилиндрических корпусах. Столбы этого вида, рассчитанные на выпрямление весьма малых токов, состоят из последовательно соединенных круглых селеновых «таблет», заключенных в трубчатые цилиндрические корпуса. Выводы проволочные.

Столбы открытого типа состоят из селеновых вентилей, имеющих форму прямоугольных или круглых шайб, которые собраны на изолированных металлических шпильках со стягивающими гайками на концах. Выводы — контактные лепестки.

Лучшее охлаждение этих столбов может быть обеспечено при их монтаже на горизонтальной плоскости (стягивающая шпилька в горизонтальном положении).

Схема столбов. Селеновые выпрямительные столбы изготовляют по схемам, показанным на рис. 10.

Однополупериодный выпрямитель (схема «Е») содержит одно плечо с двумя выводами от крайних элементов. Из двух таких столбов можно собрать двухполупериодную схему или схему с удвоением напряжения (см. рис. 3, 7 и 8).

Двухполупериодный выпрямитель (схема «С») — столб из двух одинаковых плеч с тремя выводами. Пропускное направление в обоих плечах — от крайних выводов к среднему. Столб используют с трансформатором питания, имеющим вывод от средней точки вторичной обмотки (рис. 3). Положительный полюс выпрямленного напряжения получается на среднем выводе.

Выпрямитель с удвоением напряжения (схема «Д») — столб из двух одинаковых плеч с тремя выводами; один из выводов — общий для обоих плеч. Пропускное направление в обоих плечах одинаково. Из двух таких столбов можно составить выпрямитель по мостовой схеме. Столб можно использовать и для однополупериодного выпрямления (при этом средний вывод остается свободным).

Мостовой двухполупериодный выпрямитель

(схема «М» или «Х») состоит из четырех одинаковых плеч, соединенных по мостовой схеме. Один такой способ обеспечивает двухполупериодное выпрямление переменного тока без применения трансформатора питания со средней точкой во вторичной обмотке.

Маркировка контактных выводов селеновых столбов. Знаком «~» или желтым цветом маркированы выводы столбов, к которым должно подводиться переменное напряжение, знаком «+» или красным цветом — выводы, на которых получается положительный полюс выпрямленного напряжения, а знаком «—» или синим цветом — выводы, на которых получается отрицательный полюс выпрямленного напряжения.

Обозначения селеновых выпрямительных столбов открытой конструкции состоят из чередующихся чисел и букв, характеризующих размеры входящих в столбы выпрямительных элементов и электрические параметры столбов (ГОСТ 10765-64).

Первое число является условным обозначением размеров селеновых вентилей, образующих столб (см. табл. 5).

Первая буква в обозначении определяет допустимую величину напряжения на каждый вентиль в столбе (см. ту же таблицу).

Вторая буква обозначает схему столба согласно рис. 10.

Второе число в обозначении указывает общее количество выпрямительных элементов в столбе.

Третья буква указывает на конструкцию выпрямительных элементов, из которых собран столб: «А» — АВС, «Г» — ТВС.

В конце обозначения столба, имеющего несколько параллельных ветвей в каждом плече, добавляется цифра, указывающая количество ветвей. Кроме того, в конце обозначения столба может быть буква, характеризующая особенность его конструкции: «М» — столб предназначен для работы в масле, «Р» — столб с радиатором, «Ф» — столб из элементов уменьшенной толщины и т. д.

Таблица 5

Режимы селеновых выпрямительных столбов

Первое число в обозначении типа столба	Размер элементов, образующих столб, *мм*	Предельный выпрямленный ток $I_{0.макс}$ для столбов по схемам на рис. 10, *ма**		Прямое сопротивление одного элемента $r_{пр}$ при токе $I_{0.макс}$, не более, *ом*
		„Е", „Д"	„С", „М", „Х"	
5	⌀5	0,95	—	300
7	⌀7,2	4,8	—	90
12	12×12	20	40	30
13	⌀12,5	20	40	30
15	15×15	32	64	16**
18	⌀18	32	64	16**
22	22×22	60	120	5
25	⌀25	60	120	5
30	30×30	120	240	2,5
40	40×40	240	480	1**
60	60×60	480	960	0,5
75	75×75	960	1 900	0,25**

Первая буква в обозначении типа столба	Предельная амплитуда обратного напряжения на один элемент $U_{обр\ m}$, *в*	Первая буква в обозначении типа столба	Предельная амплитуда обратного напряжения на один элемент $U_{обр\ m}$, *в*
В	28	И	56
Г	35	К	63
Д	42	Л	70
Е	49	М	85

* Приводимые величины выпрямленного тока относятся к выпрямителям со сглаживающими фильтрами, начинающимися с конденсаторов. При работе на активную нагрузку допускаются на 25% большие выпрямленные токи.

** Указаны величины $r_{пр}$ для вентилей класса Г. Для вентилей классов Д и Е (ТВС) $r_{пр}$ приблизительно в 1,5 раза больше.

Пример: 12ГМ20А — столб из квадратных выпрямительных элементов размером 12×12 *мм* класса «Г» (предельное обратное напряжение каждого из них 35 *в*), столб выполнен по мостовой схеме («М»), общее количество элементов в столбе 20 (в каждом плече по 5 элементов), элементы типа «А», т. е. АВС.

Согласно табл. 5 находим, что при использовании этого столба в схеме со сглаживающим фильтром, начинающимся с конденсатора, можно получить выпрямленный ток величиной до 40 *ма*. Предельно допустимая для этого столба амплитуда обратного напряжения определяется как напряжение $U_{обр\ m}$, допустимое для одного вентиля, умноженное на количество вентилей в двух плечах схемы, т. е. 35×5×2=350 *в*.

9. Расчет выпрямителей

1. Выбирают тип вентиля. Необходимые для расчета предельные режимы работы в выпрямителях германиевых и кремниевых диодов широкого применения приведены в табл. 6 и 7.

Для проектируемого выпрямителя с П-образным сглаживающим фильтром пригоден тип вентиля, для которого: а) указанная в таблице величина выпрямленного тока $I_{0.макс}$ не менее требуемой; б) указанная в таблице амплитуда обратного напряжения $U_{обр\ m}$, с учетом ожидаемого относительного повышения напряжения питающей электросети $\delta_в$, удовлетворяет одному из нижеследующих условий:

Для мостовой схемы и для схем с удвоением напряжения

$$U_{обр\ m} \geqslant 1,3\,(1+\delta_в)\,U_0, \qquad (5а)$$

а для остальных рассмотренных выше схем выпрямителей с П-образными сглаживающими фильтрами

$$U_{обр\ m} \geqslant 2,6\,(1+\delta_в)\,U_0, \qquad (5б)$$

Таблица 6

Предельные режимы плоскостных диодов и данные шунтирующих их резисторов при последовательном соединении

Тип диода	$t_{с.макс}$, °С	$U_{обр\ m}$, *в*	$I_{0\ макс}$, *ма* для схем по рис. 1, *б—г*, 7,8	$I_{0\ макс}$, *ма* для схем по рис. 1, *а*, 3 *в-д*, 5, *в г*, 6	$R_ш$, *ком*	Тип шунтирующего резистора
Германиевые диоды						
Д7А	25	50	150	300	6,8	УЛМ
	50	35	150	300		
Д7Б	25	100	150	300	15	УЛМ
	50	60	150	300		
Д7В	25	150	150	300	22	ВС-0,25
	50	90	150	300		
Д7Г	25	200	150	300	33	ВС-0,25
	50	125	150	300		
Д7Д	25	300	150	300	47	ВС-0,25
	50	190	150	300		
Д7Е	25	350	150	300	68	ВС-0,25
	50	220	150	300		
Д7Ж	25	400	150	300	82	ВС-0,25
	50	250	150	300		
Д302	25	200	500*	1 000*	—	—
	50	120	500*	1 000*		
Д303	25	150	1 500*	3 000*	—	—
	50	120	1 250*	2 500*		
Д304	25	100	2 500*	5 000*	—	—
	50	100	1 500*	3 000*		
Д305	25	50	5 000*	10 000*	—	—
	50	50	3 250*	6 500*		
Кремниевые диоды						
Д202	125	100	200**	400**	68	МЛТ-0,25
Д203	125	200	200**	400**	120	МЛТ-0,25
Д204	125	300	200**	400**	180	МЛТ-0,5
Д205	125	400	200**	400**	270	МЛТ-0,5
Д206	125	100	50	100	68	МЛТ-0,25
Д207, Д237А	125	200	50	100	120	МЛТ-0,25
Д208	125	300	50	100	180	МЛТ-0,5
Д209, Д237Б	125	400	50	100	270	МЛТ-0,5
Д210	125	500	50	100	330	МЛТ-0,5
Д211, Д237В	125	600	50	100	560	МЛТ-0,5
Д214	125	100	2 500*	5 000*	12	МЛТ-0,5
Д214А	125	100	5 000*	10 000*	12	МЛТ-0,5
Д215	125	200	2 500*	5 000*	27	МЛТ-0,5
Д215А	125	200	5 000*	10 000*	27	МЛТ-0,5

Тип диода	$t_{с.макс}$, °C	$U_{обр m}$, *в*	$I_{0\ макс}$, *ма* для схем по рис. 1,*б*—*г*, 7,8	$I_{0\ макс}$, *ма* для схем по рис. 1, *а*, 3,*в*—*д*, 5,*в*—*г*, 6	$R_{ш}$, *ком*	Тип шунтирующего резистора
Д217	25	800	50	100	—	—
	120	800	25	50	—	—
Д218	25	1 000	50	100	—	—
	120	1 000	25	50		
Д221	125	400	200**	400**	270	МЛТ-0,5
Д222	125	600	200**	400**	560	МЛТ-0,5
Д226	40	400	150	300	180	ВС-0,25
	80	300	125	250		
Д226А	40	300	150	300	120	ВС-0,25
	80	200	125	250		
Д226Б	40	400	150	300	82	ВС-0,25
	80	300	125	250		
Д226В	40	300	150	300	68	ВС-0,25
	80	200	125	250		
Д226Г	40	200	150	300	47	ВС-0,25
	80	150	125	250		
Д226Д	40	100	150	300	27	УЛМ
	80	100	125	250		
Д226Е	40	200	150	300	120	ВС-0,25
	80	150	125	250		
Д231,	25	300	5 000*	10 000*	33	МЛТ-1
Д231П	120	300	2 500*	5 000*		
Д231А,	25	300	5 000*	10 000*	33	МЛТ-1
Д231АП	120	300	5 000*	10 000*		
Д231Б,	25	300	2 500*	5 000*	33	МЛТ-1
Д231БП	120	300	1 000*	2 000*		
Д232,	25	400	5 000*	10 000*	47	МЛТ-2
Д232П	120	400	2 500*	5 000*		
Д232А,	25	400	5 000*	10 000*	47	МЛТ-2
Д232АП	120	400	5 000*	10 000*		
Д232Б,	25	400	2 500*	5 000*	47	МЛТ-2
Д232БП	120	400	1 000*	2 000*		
Д233,	25	500	5 000*	10 000*	68	МЛТ-2
Д233П	120	500	2 500*	5 000*		
Д233А,	25	500	2 500*	5 000*	68	МЛТ-2
Д233АП	120	500	1 000*	2 000*		
Д233Б,	25	500	2 500*	5 000*	68	МЛТ-2
Д233БП	1 200	500	1 000*	2 000*		
Д242, Д242П	125	100	2 500*	5 000*	12	МЛТ-0,5
Д242А, Д242АП	125	100	5 000*	10 000*	12	МЛТ-0,5

Тип диода	$t_{с.макс}$, °C	$U_{обрm}$, в	$I_{0\ макс}$, *ма* для схемы по рис.		$R_ш$, *ком*	Тип шунтирующего резистора
			1, *б—г*, 7,8	1, *а*, 3, *в—д*, 5, *в—г*. 6		
Д242Б, Д242БП	125	100	1 000*	2 000*	12	МЛТ-0,5
Д243, Д243П	125	200	2 500*	5 000*	27	МЛТ-0,5
Д243А, Д243АП	125	200	5 000*	10 000*	27	МЛТ-0,5
Д243Б, Д243БП	125	200	1 000*	2 000*	27	МЛТ-0,5
Д244, Д244П	125	50	2 500*	5 000*	6,8	МЛТ-0,25
Д244А, Д244АП	125	50	5 000*	10 000*	6,8	МЛТ-0,25
Д244Б, Д244БП	125	50	1 000*	2 000*	6,8	МЛТ-0,25
КЦ401А △	60	500	200 (150)	400 (300)	—	—
КЦ401Б □	60	500	—	400	—	—

* Приводимые величины тока нагрузки допускаются при монтаже диодов на теплоотводах.

** Указаны предельные величины тока нагрузки при монтаже диодов на теплоотводе толщиной не менее 1 *мм* и площадью 40 *см*² на каждый диод. В отсутствие теплоотвода предельная величина тока нагрузки снижается в 4 раза

△ Двуплечий блок; обратное напряжение указано для каждого плеча; числа в скобках соответствуют допустимому току во втором плече.

□ Четырехплечий блок для использования в схеме Греца.

где

$$\delta_в = \frac{U_{с.макс}}{U_с} - 1. \qquad (6)$$

При отсутствии вентилей с достаточно большим значением $U_{обр\ m}$ применяют последовательное соединение вентилей. Тип и ориентировочное количество вентилей m в каждом плече выпрямительной схемы выбирают исходя из того, чтобы сумма предельных амплитуд обратного напряжения всех вентилей в плече была бы на 15—20% больше величины, определяемой выражением (5а) или (5б) соответственно. Это необходимо в связи с тем, что обратное напряжение плеча распределяется между последовательно соединенными диодами неравномерно (подробнее см. § 7).

Таблица 7

Предельные режимы точечных диодов в выпрямителях

Тип диода	$t_{с\ макс}$, °C	$U_{обр\ m}$, *в*	$I_{0,\ макс}$, *ма*, для схем по рис. 1,*б*—*г*, 7 и 8	$I_{0,\ макс}$, *ма*, для схем по рис. 1, *а*, 3,*в*—*г*, 5,*в*—*д* и 6
Д2Б	70	30	5	10
Д2В	70	40	6	12
Д2Г	25	75	4	8
	70	56	4	8
Д2Д	25	75	5	10
	70	56	5	10
Д2Е	25	100	4	8
	70	75	4	8
Д2Ж	25	150	2	4
	70	110	2	4
Д2И	25	100	4	8
	70	75	4	8
Д9Б	70	10	14	28
Д9В	25	30	6	12
	70	20	5	10
Д9Г	25	30	10	20
	70	20	8	16
Д9Д	25	30	12	24
	70	20	10	20
Д9Е	25	50	8	16
	70	30	6	12
Д9Ж	25	100	5	10
	70	45	4	8
Д9И	40	30	10	20
	70	20	8	16
Д9К	40	30	12	24
	70	20	9	18
Д9Л	40	100	5	10
	70	45	4	8

2. Вычисляют активное сопротивление цепи с вентилями для переменного тока. Для бестрансформаторного выпрямителя

$$r = r_{пр}\, m + R_б. \qquad (7)$$

Прямое динамическое сопротивление плоскостного германиевого диода можно вычислить по следующей приближенной формуле:

$$r_{пр} = 150/I_{0п} \qquad (8а)$$

и плоскостного кремниевого диода — по приближенной формуле

$$r_{пр} = 300/I_{0п}. \qquad (8б)$$

Величину постоянной составляющей тока в одном плече выпрямительной схемы $I_{0п}$ в последние две формулы нужно подставлять в миллиамперах, имея при этом в виду, что для двухполупериодной схемы с выводом средней точки во вторичной обмотке трансформатора питания и для мостовой схемы величина тока в плече равна половине тока нагрузки выпрямителя I_0, а для схемы однополупериодного выпрямления и схем с удвоением напряжения $I_{0п}=I_0$.

Прямое динамическое сопротивление плеча селенового выпрямительного столба определяют по формуле

$$r_{пр} = r^*_{пр}\, m \sqrt{\frac{I_{0\,макс}}{I_0}}\,, \qquad (9)$$

где m — количество селеновых вентилей в плече;

$r^*_{пр}$ и $I_{0\,макс}$ — прямое сопротивление одного вентиля и предельный ток согласно табл. 5.

Динамическое сопротивление точечных диодов при токе $I_{0п}$ около 10 *ма* имеет следующие величины: Д9Б—Д9М порядка 7—10 *ом*, Д101 и Д102 — 17—22 *ом*, Д101А, Д102А и Д103А — 3—5 *ом*, Д104, Д105 и Д106 — 8—12 *ом*.

3. Вычисляют сопротивление трансформатора. Если трансформатор имеет только одну вторичную обмотку, к которой подключены вентили, то сопротивление трансформатора

$$r_{тр} \approx k_1 R^*_{н}. \qquad (10)$$

Для трансформатора с несколькими вторичными обмотками (например при наличии дополнительных обмоток накала электронных ламп)

$$r_{тр} \approx 0{,}5 k_1 R^*_{н} \left(1 + \frac{k_2 P_0}{k_2 P_0 + P_\Sigma}\right). \qquad (11)$$

В последних двух формулах $R^*_{н}=U_0/I_0$ — эквивалентное сопротивление нагрузки выпрямителя [см формулу (1а)]; P_0 — мощность выпрямленного тока, т. е. $U_0 I_0$; P_Σ — суммарная мощность нагрузки дополнительных вторичных обмоток трансформатора питания.

Коэффициенты k_1 и k_2 берут из табл. 8.

Сопротивление переменному току цепи вентилей выпрямителя с трансформатором питания

$$r = r_{пр}\, m + R_б + r_{тр}. \qquad (7а)$$

В случае использования в выпрямителе селенового столба в формулу (7а) вместо величины $r_{пр}m$ подставляют величину $r_{пр}$, вычисленную по формуле (9).

4. Вычисляют величину $R^*_{н}/r$.

5. Пользуясь соответствующей кривой на рис. 11, по отношению $R^*_{н}/r$ находят коэффициент A, представляющий собой отношение э. д. с. вторичной обмотки трансформатора E_{II} к постоянной составляющей напряжения на входном конденсаторе сглаживающего фильтра U_0 при заданном токе нагрузки выпрямителя. Для бестранс-

Коэффициенты к формулам (10), (11) и (17)

$P_0 = U_0 I_0$, *вт*	Схема по рис.			
	1, *б—г* и 12	3, *в, г* и 14	5, *в* и *г*	7, 8
	Значения коэффициента k_1			
10—20	0,5	0,1	0,07	0,02
20—30	0,045	0,09	0,064	0,018
30—50	0,04	0,08	0,057	0,016
50—70	0,036	0,072	0,055	0,014
70—100	0,033	0,066	0,050	0,013
100—140	0,03	0,06	0,043	0,012
140—200	0,028	0,056	0,04	0,011
200—300	0,025	0,050	0,036	0,01
300—500	0,023	0,046	0,033	0,009
500—700	0,021	0,042	0,03	0,008
700—1 000	0,019	0,038	0,027	0,007
1 000—2 000	0,017	0,034	0,024	0,006
	Значения коэффициента k_2			
10—2 000	2,3	1,1	1,5	1,5

форматорного выпрямителя э. д. с. E_{II} принимают равной номинальному напряжению питающей электросети. При больших отношениях $R_и^*/r$ в бестрансформаторных выпрямителях пользуются пунктирными частями кривых на рис. 11.

6. Определяют требуемую э. д. с. вторичной обмотки по формуле

$$E_{II} = AU_0. \quad (12)$$

7. Определяют действующее значение переменного тока I_{II} по формуле

$$I_{II} = \frac{DI_0}{A}, \quad (13)$$

коэффициент A для подстановки в которую берут из рис. 11, а коэффициент D имеет следующие значения: для однополупериодной схемы $D=2{,}3$, для двухполупериодной схемы со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора питания $D=1{,}1$, для мостовой схемы и для схем с удвоением напряжения $D=1{,}55$.

8. Проверяют по формулам (3), (3а) или (3б) в зависимости от схемы выпрямителя, с учетом ожидаемого превышения напряжения сети, правильность величины обратного напряжения $U_{обрm}$ в плече, которая была выбрана предварительно с использованием приближенной формулы (5а) или (5б).

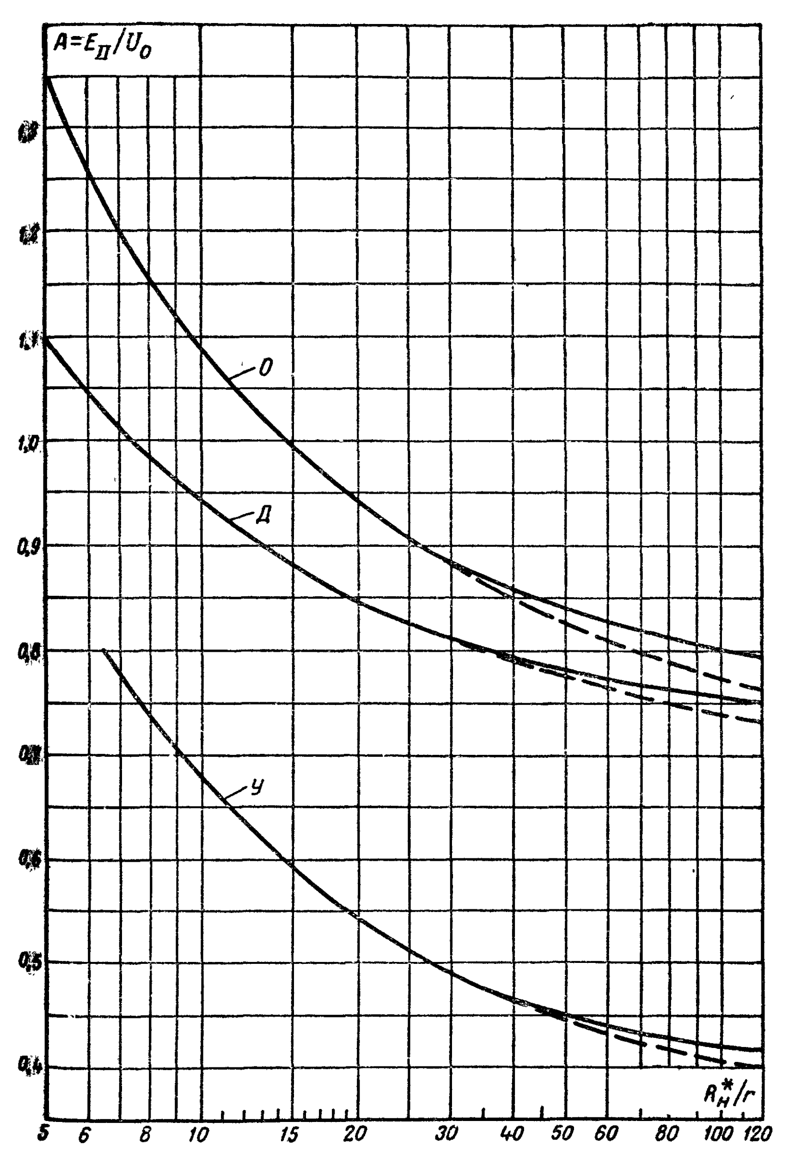


Рис. 11. Кри для расчета выпрямителей с конденсаторами на входах сглаживающих фильтров.

О — однополупериодного; *Д* — двухполупериодного со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора питания и по мостовой схеме; *У* — с удвоением напряжения.

9. Выбирают номинальное напряжение и емкость входного конденсатора C_0 сглаживающего фильтра, руководствуясь соображениями, изложенными в § 6.

10. Вычисляют коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе C_0 по формуле (4). Если по условиям применения выпрямителя требуется меньшая величина пульсации напряжения на этом конденсаторе, то емкость его должна быть увеличена.

11. Конденсатор C_1 в схеме на рис. 6 должен иметь емкость

$$C_1 = \frac{3,6 I_0}{\sqrt{U_c^2 - E_{II}^2}}, \tag{14}$$

где C_1 — в микрофарадах и I_0 — в миллиамперах. При $U_c = 220$ *в* номинальное напряжение постоянного тока этого конденсатора должно быть не менее 600 *в*.

Пример расчета. Рассчитать выпрямитель по мостовой схеме с П-образным сглаживающим фильтром со следующими данными: $U_0 = 275$ *в*; $I_0 = 80$ *ма* $= 0,08$ *а* (мощность выпрямленного тока $P_0 = 22$ *вт*); $v_0 \leqslant 2\%$; $\delta_в = 0,1$; температура окружающей среды — до 40° С. Переменное напряжение на вентили поступает с трансформатора, от которого осуществляется также питание цепи накала электронных ламп, потребляющей мощность $R_\Sigma = 6,3$ *в* $\times 2,7$ *а* $= 17$ *вт*. Конденсаторы сглаживающего фильтра электролитические, типа К50-7.

В результате расчета должен быть выбран тип диодов, определены номинальное напряжение и номинальная емкость конденсатора на входе сглаживающего фильтра и величины E_{II} и I_{II}, необходимые для проектирования трансформатора питания.

1. Выбор типа диодов. В каждом плече моста можно применить по два германиевых плоскостных диода типа Д7Ж, которые согласно табл. 6 в мостовой выпрямительной схеме могут обеспечить выпрямленный ток $I_{0макс} = 300$ *ма*, т. е. значительно больше требуемой величины $I_0 = 80$ *ма*; предельная амплитуда обратного напряжения этих диодов составляет 250 *в*, т. е. при двух диодах в плече мостовой схемы обеспечивается неравенство (5а):

$$U_{обр\, m} = 2 \cdot 250 > 1,3\,(1 + 0,1)\, 275 = 395\, в.$$

При токе в каждом плече $I_{0п} = 80 : 2 = 40$ *ма* согласно формуле (8а) прямое дифференциальное сопротивление диода Д7Ж $r_{пр} = 150 : 40 = 3,75$ *ом*.

Параллельно каждому диоду нужно включить резистор типа ВС-0,25 или МЛТ-0,25 сопротивлением 82 *ком* (см. табл. 6). (Вместо диодов Д7Ж можно применить в каждом плече моста по одному кремниевому диоду Д226, для которого в мостовой схеме также $I_{0макс} = 300$ *ма* и $U_{обр\, m} = 400$ *в* при температуре до 40° С.)

2. По формуле (11) вычисляем активное сопротивление трансформатора питания со стороны вторичной обмотки, определив предварительно по табл. 8, что мощности выпрямленного тока $P_0 = 22$ *вт* соответствует $k_1 = 0,064$, $k_2 = 1,5$, а согласно формуле (1а) $R_н^* = 275/0,08 = 3\,440$ *ом*:

$$r_{тр} = 0,5 \cdot 0,064 \cdot 3\,440 \left(1 + \frac{1,5 \cdot 22}{1,5 \cdot 22 + 17}\right) = 183\, ом.$$

3. Согласно формуле (9) общее сопротивление цепи вентилей переменному току

$$r = 3{,}75 \cdot 2 + 183 \approx 190\ \textit{ом}.$$

4. Определяем отношение приведенного ко входу фильтра сопротивления нагрузки к сопротивлению цепи вентилей:

$$R_{н}^{*}/r = 3\,440 : 190 \approx 18.$$

5. Пользуясь графиком (рис. 10), находим, что для мостовой схемы отношению $R_{н}^{*}/r = 18$ соответствует величина $A = 0{,}86$.

6. По формуле (12) действующее значение э. д. с. вторичной обмотки, включенной на вентили,

$$E_{II} = 0{,}86 \cdot 275 = 237\ \textit{в}.$$

7. Действующее значение тока вторичной обмотки [формула (13)]

$$I_{II} = \frac{1{,}55 \cdot 80}{0{,}86} = 144\ \textit{ма}.$$

8. По формуле (3а) проверяем величину обратного напряжения в плече моста при номинальном напряжении в электросети:

$$U_{обр\ m} = 0{,}71 \cdot 237 + 0{,}5 \cdot 275 = 307\ \textit{в}.$$

При повышении напряжения в электросети на 10% (по условию расчета) на вентилях каждого плеча моста амплитуда обратного напряжения достигнет величины 338 *в*. Следовательно, фактический запас по амплитуде обратного напряжения будет бо́льшим, чем это определили по формуле (5а).

9. Конденсатор C_0 на входе сглаживающего фильтра можно применить с номинальным напряжением 300 *в*, а согласно табл. 4 его номинальная емкость должна быть не менее 10 *мкф*, поскольку для такой емкости $I_0^{(C)} = 95\ \textit{ма} > I_0 = 80\ \textit{ма}$. Однако, как легко убедиться, используя формулу (4), при такой емкости коэффициент пульсации будет больше допустимого по условию, а именно

$$v_0 = \frac{100 \cdot 30 \cdot 80}{275 \cdot 95} \approx 9\%.$$

Недостаточной будет и следующая стандартная номинальная емкость 20 *мкф*. Выбираем конденсатор К50-7 с номинальной емкостью 50 *мкф*, при использовании которого коэффициент пульсации

$$v_0 = \frac{100 \cdot 15 \cdot 80}{275 \cdot 230} = 1{,}9\%,$$

т. е. не превышает допустимого по условию значения.

Итак: 1) в каждое плечо мостовой схемы нужно включить по два диода типа Д7Ж, шунтируя каждый из них резистором ВС-0,25 сопротивлением 82 *ком*; 2) конденсатор C_0 сглаживающего фильтра должен иметь номинальную емкость 50 *мкф* при номинальном напряжении 300 *в;* 3) э. д. с. вторичной обмотки трансформатора питания $E_{II} = 237$ *в* при токе $I_{II} = 144$ *ма* (действующие значения).

КЕНОТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

10. Однополупериодное выпрямление

В однополупериодном выпрямителе (рис. 12, 13) применяется одноанодный кенотрон. Накал кенотрона осуществляется от низковольтной обмотки, а переменное напряжение на его анод подается с повышающей обмотки *II* трансформатора или с автотрансформатора питания. Когда анод имеет положительный потенциал по

а)

б)

Рис. 12. Схемы однополупериодных кенотронных выпрямителей с трансформаторами питания.

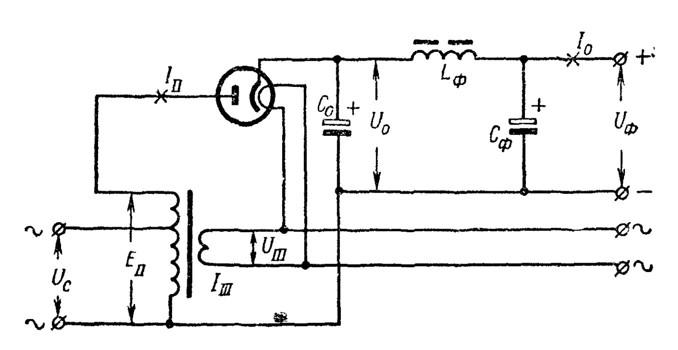


Рис. 13. Схема однополупериодного кенотронного выпрямителя с автотрансформатором питания и с кенотроном, имеющим изолированный от подогревателя катод.

отношению к катоду, через кенотрон проходят импульсы тока, заряжающие конденсатор C_0. Разряд конденсатора C_0 идет через дроссель фильтра $L_ф$ на нагрузку, подключенную к точкам, обозначенным знаками «+» и «—». Каждый последующий импульс тока через кенотрон восполняет запас энергии конденсатора.

Для работы в выпрямителе пригоден кенотрон, для которого указанная в табл. 9 величина выпрямленного тока $I_{0макс}$ не меньше требуемого тока нагрузки I_0 и при этом предельно допустимая амплитуда обратного напряжения

$$U_{обр\,m} \geqslant 3(1+\delta_в)U_0. \qquad (15)$$

Таблица 9

Данные кенотронов

Тип кенотрона	Цепь накала		Анодная цепь		
	$U_н$, *в*	$I_н$, *а*	$U_{обр\,m}$, *в*	$I_{0\,макс}$, *ма*	R_i, *ом*
Одноанодные кенотроны					
1Ц1С	0,7	0,18	15 000	0,5	7 500
1Ц7С	1,25	0,2	30 000	2,0	14 000
1Ц11П	1,2	0,2	20 000	3,0	20 000
2Ц2С	2,5	1,75	12 500	7,0	4 500
5Ц12П	5,0	0,77	5 000	50	400
6Ц10П	6,3	1,1	4 500	120	100
6Ц13П	6,3	1,0	1 600	120	250
30Ц1М	30	0,3	500	90	150
Двуханодные кенотроны					
5Ц3С	5,0	3,0	1 700	250	200
5Ц4М	5,0	2,0	1 550	140	150
5Ц4С	5,0	2,0	1 350	125	150
5Ц8С	5,0	5,0	1 700	420	200
5Ц9С	5,0	3,0	1 700	200	300
6Ц4П	6,3	0,6	1 000	75	250
6Ц5С	6,3	0,6	1 375	75	250
30Ц6С	30	0,3	500	120	150

Выбрав по табл. 9 удовлетворяющий этим условиям тип кенотрона, производят расчет выпрямителя в следующем порядке.

1. Вычисляют сопротивление анодной цепи кенотрона для переменного тока по формуле

$$r = R_i + 0{,}5k_1 R_н^* \left(1 + \frac{k_2 P_0}{k_2 P_0 + P_\Sigma}\right), \qquad (16)$$

где R_i — внутреннее сопротивление кенотрона согласно табл. 9, k_1 и k_2 — коэффициенты из табл. 8.

2. Вычисляют отношение $R_н^*/r$ и с помощью верхней кривой на рис. 10 находят коэффициент A.

3. Определяют действующее значение э. д. с. вторичной обмотки, соединенной с анодом кенотрона, по формуле (12).

4. Вычисляют действующее значение переменного тока во вто-

ричной обмотке *II* трансформатора по формуле (13), подставляя в нее значение $D=2{,}3$ и значение A, найденное по кривой на рис. 10.

5. Выбирают параметры конденсатора C_0, как для полупроводникового выпрямителя.

11. Двухполупериодное выпрямление

В двухполупериодном выпрямителе (рис. 14) применяют двуханодные кенотроны типов 6Ц4П, 5Ц5С, 5Ц4С, 5Ц4М и др. Накал осуществляют от обмотки *IV* трансформатора питания. Переменное

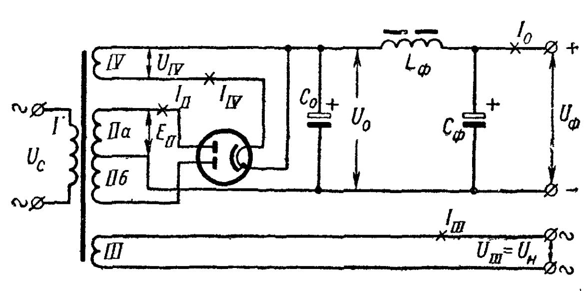


Рис. 14. Схема двухполупериодного кенотронного выпрямителя.

напряжение на каждый из анодов кенотрона поступает с половины обмотки *II*. Конденсатор C_0 подзаряжается дважды за время каждого полупериода переменного напряжения: один раз импульсом тока, проходящим между верхним по схеме анодом и катодом кенотрона во время полупериода, когда верхний конец обмотки *II* имеет положительный потенциал по отношению к ее средней точке, и второй раз импульсом тока, проходящим между нижним по схеме анодом и катодом во время полупериода, когда нижний конец обмотки имеет положительный потенциал по отношению к ее средней точке.

Выбор кенотрона для двухполупериодной схемы производят по табл. 9 с использованием формулы (15) подобным же образом, как и для однополупериодного кенотронного выпрямителя.

После этого определяют действующие значения э. д. с. половины вторичной обмотки E_{II} и тока этой обмотки I_{II}, используя последовательно: формулу (16) с коэффициентами k_1 и k_2, взятыми из табл. 8, и величиной $R_т$ из табл. 9, среднюю кривую на рис. 10 и, наконец, формулы (12) и (13), подставляя в последнюю значение коэффициента $D=1{,}1$.

Параметры конденсатора C_0 на входе сглаживающего фильтра выбирают так же, как и для полупроводникового выпрямителя.

Глава третья

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ТИПА *RC* и *LC*

12. Допустимый уровень фона

При конструировании аппаратуры с питанием от электросети ставится задача сделать фон переменного тока незаметным или малозаметным, так как полностью от него избавиться не представляется возможным. В связи с этим установлены предельные уровни

фона для аппаратуры различных классов. Обычно нормируют допустимый уровень электрического напряжения фона (шума) относительно величины напряжения сигнала на выходе устройства, соответствующей номинальной выходной мощности.

Чем выше класс аппаратуры, тем меньше допускается относительный уровень фона. Так, например, напряжение фона на выходе радиовещательного приемника высшего класса согласно ГОСТ должно быть по крайней мере на 54 *дб* меньше напряжения сигнала при номинальной выходной мощности, т. е. амплитуда напряжения фона не должна превышать 0,2% амплитуды напряжения сигнала (табл. 10). Вместе с тем ГОСТ требуют, чтобы при воспроизведении граммзаписей напряжение фона на выходе усилителя низкой частоты приемника или электрофона высшего класса было по крайней мере на 60 *дб* ниже напряжения сигнала при номинальной выходной мощности, иначе говоря амплитуда напряжения фона не должна быть больше 0,1% амплитуды напряжения сигнала. При таких малых отношениях фон/сигнал может быть получено весьма высококачественное звуковоспроизведение.

Для радиовещательных приемников и электрофонов третьего и четвертого классов ГОСТ допускает на 20—24 *дб* (в 10—16 раз) больший относительный уровень фона по электрическому напряжению, чем для аппаратуры высшего класса аналогичного назначения. Фон переменного тока такой величины мало сказывается на качестве звуковоспроизведения, поскольку основная частота пульсации (50

Таблица 10

Некоторые показатели радиовещательных приемников и электрофонов

Вид и класс устройства	Относительный уровень фона по электрическому напряжению: с антенного входа, *дб*	с антенного входа, %	с входа усилителя НЧ, *дб*	с входа усилителя НЧ, %	Низшая частота полосы пропускания, *гц*
Радиовещательные приемники (ГОСТ 5651-64)					
Класс высший	—54	0,2	—60	0,1	60*
Класс I	—44	0,63	—50	0,32	80*
Класс II	—40	1,0	—46	0,5	100*
Класс III	—30	3,2	—36	1,6	150
Класс IV	—30	3,2	—36	1,6	200
Электрофоны (ГОСТ 11157-65)					
Класс высший	—	—	—60	0,1	60
Класс I	—	—	—54	0,2	80
Класс II	—	—	—46	0,5	100
Класс III	—	—	—40	1,0	150

* Для приемников в мебельном (напольном) оформлении низшая частота полосы пропускания на 20 *гц* ниже.

или 100 *гц*) расположена ниже нижней границы эффективно воспроизводимой полосы частот.

Для магнитофонов допустимый уровень фона переменного тока отдельно не нормируется, он составляет часть общего уровня шумов (табл. 11).

Фон переменного тока вносится всеми каскадами устройств. Однако степень их участия в создании фона не одинакова. Напряжения фона, возникающие в каскадах предварительного усиления, усиливаются всеми последующими каскадами, в то время как напряжение фона, создаваемое пульсацией питающего напряжения анодной или коллекторной цепи оконечного каскада, поступает на нагрузку (например, громкоговорители) без усиления. При этом необходимо иметь в виду, что напряжения фона, создаваемые пульсациями питающих напряжений в четных и нечетных каскадах усилителей НЧ с *RC* связями или непосредственными междукаскадными связями, находятся в противоположной фазе и частично компенсируют друг друга.

В случае трансформаторной связи между низкочастотными каскадами возникающий в предыдущем каскаде фон либо возрастет в последующем каскаде, либо будет в нем скомпенсирован, в зависимости от включения обмоток междукаскадного трансформатора.

Допустимый коэффициент пульсации $v_{\text{н}}$ выпрямленного напряжения, питающего анодную или коллекторную цепь однотактного усилительного каскада, можно определить по формуле

$$v_{\text{к}} = \phi\xi k_{\text{н}}\left(\frac{R_i}{R_{\text{а}}} + 1\right), \qquad (17)$$

Таблица 11

Некоторые качественные показатели бытовых магнитофонов (ГОСТ 12392-66)

Система записи и класс магнитофона	Относительный уровень шума				Низшая частота полосы пропускания, *гц*
	Канал записи		Канал воспроизведения		
	дб	%	*дб*	%	
Двухдорожечная запись					
Класс высший	—45	0,56	—50	0,32	40
Класс I	—45	0,56	—50	0,32	40*
Класс II	—42	0,8	—45	0,56	40*
Класс III	—40	1,0	—42	0,8	63
Классы IVA и IVБ	—38	1,25	—40	1,0	80
Четырехдорожечная запись					
Класс высший	—42	0,8	—45	0,56	40
Класс I	—42	0,8	—45	0,56	40*
Класс II	—40	1,0	—40	1,0	40*
Класс III	—37	1,4	—37	1,4	63
Классы IVA и IVБ	—35	1,8	—35	1,8	80

* При скоростях ленты 9,53 и 4,76 *см/сек* низшая частота полосы пропускания не более 63 *гц*.

где $\xi = U_{am}/U_п$ — коэффициент использования анодного (коллекторного) напряжения, т. е. отношение наибольшей амплитуды сигнала в анодной (коллекторной) цепи U_{am} к напряжению питания этой цепи $U_п$ (для оконечного каскада с пентодом типа 6Н14П типично назначение $\xi = 0,7 \div 0,8$); $k_н$—коэффициент, учитывающий увеличение фона за счет предыдущих каскадов (обычно имеет величину порядка 0,2—0,5).

На двухтактные каскады с параллельным питанием электронных ламп (транзисторов) можно подавать выпрямленные напряжения с бóльшими пульсациями, чем на однотактные каскады. Объясняется это следующими причинами. В те моменты, когда вследствие пульсации питающего напряжения увеличивается (уменьшается) анодный или коллекторный ток в одном плече каскада, соответственно увеличивается (уменьшается) ток и в другом его плече. Так как токи питания различных плеч текут между средней точкой первичной обмотки выходного трансформатора и ее концами в различных направлениях, то увеличение (уменьшение) намагниченности сердечника трансформатора вследствие изменения величины тока в одной половине обмотки компенсируется противоположным по знаку увеличением или, соответственно, уменьшением намагниченности сердечника за счет изменения тока в другой половине обмотки.

При абсолютной симметрии плеч двухтактного каскада описанное явление привело бы к полному уничтожению напряжения фона во вторичной обмотке его выходного трансформатора, вызываемого пульсациями напряжения этого каскада. Однако, так как полную симметрию плеч каскада практически осуществить невозможно, то небольшое напряжение фона на вторичной обмотке трансформатора все же будет.

Вследствие наличия такой компенсации, двухтактный оконечный каскад усилителя низкой частоты можно питать выпрямленным напряжением с пульсациями примерно на порядок бóльшими, чем однотактный каскад аналогичного назначения.

Ниже приводим ориентировочные величины допустимых коэффициентов пульсации напряжений питания различных каскадов.

Приемно-усилительные устройства

Каскады усиления высокой и промежуточной частоты, преобразователи частоты, каскады предварительного усиления низкой частоты . . .	0,001—0,1%
Оконечные каскады усиления низкой частоты по однотактной схеме	0,05—0,5%
То же по двухтактной схеме	0,5—3%

Передающие устройства

Задающие генераторы	0,001—0,003%
Промежуточные каскады радиотелефонных передатчиков	0,01—0,1%
То же радиотелеграфных передатчиков	0,2—0,5%
Мощные каскады радиотелефонных передатчиков	0,03—0,1%
То же радиотелеграфных передатчиков	0,1—1%

Практически допустимые коэффициенты пульсации в каждом отдельном случае определяются расчетом.

Пример расчета. Определить допустимый коэффициент пульсации анодного напряжения оконечного низкочастотного каскада на пентоде типа 6П14П, работающем в следующем типовом режиме: величина питающего напряжения на аноде $U_п=250$ *в*, максимальная мощность сигнала в анодной цепи $P_а=2{,}7$ *вт*, приведенное к анодной цепи сопротивление нагрузки $R_а=6\,500$ *ом*, внутренее сопротивление лампы $R_i=30\,000$ *ом*, допустимый относительный уровень фона на выходе — 60 *дб*, т. е. $ф=0{,}1\%$. Принимаем $k_н=0{,}5$.

В данном случае при максимальной отдаваемой мощности амплитуда полезного сигнала в анодной цепи

$$U_{am}=\sqrt{2P_а R_а}=\sqrt{2\cdot 2{,}7\cdot 6\,500}=188\ в,$$

$$\xi=\frac{U_{am}}{U_п}=\frac{188}{250}=0{,}75.$$

Следовательно, допустимый коэффициент пульсации анодного напряжения каскада согласно формуле (17)

$$v_К=ф\xi k_н\left(\frac{R_i}{R_а}+1\right)=0{,}1\cdot 0{,}75\cdot 0{,}5\left(\frac{30\,000}{6\,500}+1\right)=0{,}18\%.$$

13. Резистивно-емкостные фильтры

Резистивно-емкостные сглаживающие фильтры (*RC*-фильтры) имеют большое распространение в выпрямителях, питающих радиовещательные приемники, магнитофоны, электрофоны и другую аппаратуру широкого применения, поскольку фильтры эти имеют меньшие размеры и более дешевы по сравнению с фильтрами, содержащими дроссели.

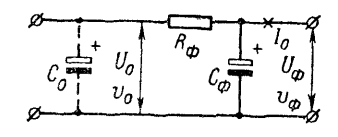


Рис. 15. Схема однозвенного сглаживающего *RC*-фильтра.

Однозвенный фильтр. Рассмотрим кратко принцип действия звена резистивно-емкостного фильтра (рис. 15). Во время зарядки входного конденсатора фильтра C_0 импульсом тока, проходящим через вентили, напряжение на этом конденсаторе, как мы знаем, повышается. Вследствие этого увеличивается ток через резистор $R_ф$, подзаряжающий конденсатор $C_ф$. Однако при увеличении этого тока падение напряжения на резисторе возрастает. Поэтому напряжение на конденсаторе $C_ф$ и на нагрузке выпрямителя увеличивается на относительно меньшую величину, чем на конденсаторе C_0. Другими словами, в результате совместного действия резистора и конденсатора $C_ф$ пульсация напряжения на этом конденсаторе, а следовательно, и на нагрузке получается меньше, чем на входном конденсаторе фильтра C_0.

Коэффициент сглаживания звена резистивно-емкостного фильтра тем больше, чем больше сопротивление резистора $R_ф$ и чем больше емкость конденсатора $C_ф$. Однако с увеличением сопротивления ре-

зистора увеличивается падение постоянной составляющей напряжения на нем, т. е. уменьшаются постоянная составляющая напряжения на нагрузке и к. п. д. выпрямителя. Это заставляет ограничивать величину сопротивления резистора в фильтре, а его коэффициент сглаживания повышать, главным образом, путем увеличения емкостей конденсаторов.

Коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе $C_ф$

$$v_ф = v_0 \frac{U_0 k_R}{U_ф R_ф C_ф}, \tag{18}$$

где сопротивление — в омах и емкость — в микрофарадах. При однополупериодном выпрямлении $k_R = 4\,000$ и при двухполупериодном $k_R = 2\,000$ (численные значения коэффициента k_R учитывают, что фактическая емкость конденсатора $C_ф$ может быть на 20% меньше обозначенной на нем номинальной емкости).

Формула (18) дает достаточно точный для практических целей результат при выполнении условия $R_ф$ [*ом*]. $C_ф$ [*мкф*] $\gg k_R$. Это неравенство в реальных фильтрах обычно выполняется.

Двух- и многозвенные фильтры. Если с помощью однозвенного резистивно-емкостного фильтра при реальных величинах емкости конденсатора $C_ф$ и сопротивления резистора $R_ф$ не удается получить достаточно хорошее сглаживание пульсаций напряжения, применяют фильтры из двух или большего количества RC-звеньев.

Коэффициент пульсации напряжения на выходе двухзвенного фильтра (рис. 16)

$$v_{ф2} = v_0 \frac{U_0 k_R^2}{U_ф R_{ф1} R_{ф2} C_{ф1} C_{ф2}} \tag{19}$$

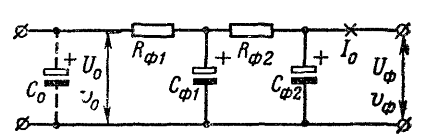


Рис. 16. Схема двухзвенного сглаживающего RC-фильтра.

и на выходе трехзвенного

$$v_{ф3} = v_0 \frac{U_ф k_R^3}{U_0 R_{ф1} R_{ф2} R_{ф3} C_{ф1} C_{ф2} C_{ф3}}. \tag{19а}$$

Применяя двух- или многозвенный сглаживающий фильтр, можно снимать с его промежуточных конденсаторов напряжения для питания нагрузок, допускающих повышенную величину пульсации.

На рис. 17 приведена типичная схема полупроводникового выпрямителя с многозвенными резистивно-емкостными сглаживающими фильтрами, применяемая в ламповых радиовещательных приемниках и радиолах первого класса. Нумерация деталей здесь принята такая же, как в схемах радиол «ВЭФ Радио» и «Ригонда», имеющихся в заводских описаниях этой аппаратуры. Величины без скобок соответствуют радиоле «ВЭФ Радио», а величины в скобках — радиоле «Ригонда». Через трехзвенный фильтр, образуемый резисторами R_2, R_6, R_7 и конденсаторами C_1, C_3, C_5, C_{42}, осуществляется питание высокочастотных каскадов радиолы и электронно-оптического индикатора настройки. Сглаженное двумя звеньями R_2C_5 и R_6C_3 напряжение 245 (240) *в* используется для питания анодных цепей смесителя, усилителя промежуточной частоты и индикатора настройки. На питание анодной цепи гетеродина, анодных цепей УКВ блока,

а также цепей экранирующих сеток ламп усилителя промежуточной частоты поступает пониженное до 160 (200) *в* напряжение с конденсатора C_{42} (коэффициент сглаживания звена R_7C_{42} невелик).

Рис. 17. Схема полупроводникового выпрямителя с многозвенными резистивно-емкостными сглаживающими фильтрами, применяемая в ламповых радиолах «ВЭФ Радио» и «Ригонда».

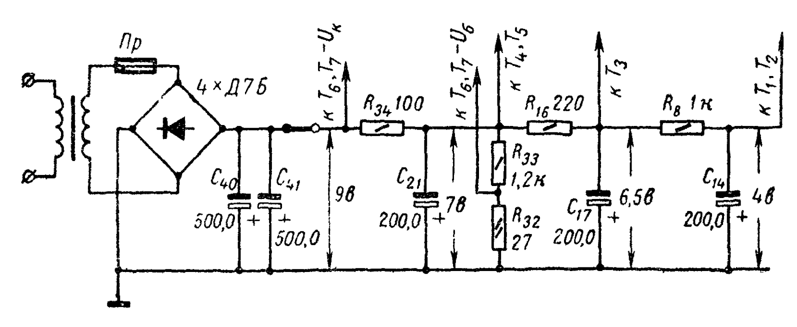


Рис. 18. Схема полупроводникового выпрямителя с многозвенным резистивно-емкостным сглаживающим фильтром, используемая в магнитофоне «Мрія».

Низкочастотные каскады радиолы питаются через отдельный двухзвенный резистивно-емкостный фильтр, показанный в верхней части схемы на рис. 17. Напряжение 275 (265) *в*, подаваемое на оконечный однотактный каскад, сглаживается только первым звеном фильтра, состоящим из резистора R_1 и конденсатора C_2.

Напряжение 240 (233) *в* на питание анодных цепей каскадов предварительного усиления низкой частоты дополнительно сглаживается вторым звеном фильтра, состоящим из резистора R_3 и конденсатора C_4. С делителя напряжения, состоящего из резисторов R_4 и R_5, на подогреватели ламп каскадов предварительного усиления низкой частоты и детектора подается положительный относительно их катодов потенциал величиной 20—30 *в*, что исключает эмиссию электронов непосредственно с подогревателей, позволяя тем самым значительно уменьшить наводку фона переменного тока цепью накала.

На рис. 18 приведена схема полупроводникового выпрямителя с многозвенным сглаживающим резистивно-емкостным фильтром, используемого для питания усилителя на транзисторах магнитофона «Мрія». Коллекторные цепи двухтактного оконечного каскада получают напряжение 9 *в* с входных конденсаторов фильтра C_{40} и C_{41}. На питание транзисторов T_5 и T_4 пятого и четвертого каскадов напряжение величиной 7 *в* подается с конденсатора C_{21}, т. е. фильтруется только одним RC-звеном. Отсюда же питается делитель напряжения смещения на базы транзисторов оконечного каскада, состоящий из резисторов R_{32} и R_{33}. Транзистор T_3 третьего каскада получает напряжение питания 6,5 *в* с конденсатора C_{17}, т. е. после двух звеньев, а на транзисторы T_2 и T_1 второго и первого каскадов напряжение 4 *в* поступает с конденсатора C_{14}, т. е. после трех звеньев сглаживающего фильтра.

Расчет RC-фильтра обычно начинают с вычисления величины сопротивления резистора (резисторов) исходя из допустимого падения постоянной составляющей напряжения на нем. Если для питания всех нагрузок выпрямителя требуется напряжение одной и той же величины при одинаковых пульсациях, то обычно допускают падение напряжения на сглаживающем фильтре не более 10—20%, т. е. принимают, что $U_ф = (0{,}8 \div 0{,}9)\, U_0$ Задавшись величинами напряжений U_0, $U_ф$ и тока нагрузки I_0 в миллиамперах, сопротивление можно вычислить по формуле

$$R_ф = \frac{1\,000\,(U_0 - U_ф)}{I_0}. \qquad (20)$$

Для фильтра с числом звеньев больше одного формула эта определяет суммарное сопротивление всех его звеньев. Когда к промежуточным конденсаторам фильтра нагрузки не подключаются, то сопротивление каждого звена целесообразно определять путем деления величины, полученной по формуле (20), на количество звеньев, т. е. иметь во всех звеньях резисторы с одинаковыми сопротивлениями.

Если полученная расчетом величина сопротивления резистора отличается от номинальной, то следует применить резистор с ближайшим большим стандартным сопротивлением. Отклонение сопротивления резистора от номинала не должно быть более ±10%.

При заданных величинах коэффициентов пульсации v_0 и $v_ф$ емкость выходного конденсатора однозвенного фильтра определяют по формуле

$$C_ф = \frac{v_0}{v_ф}\frac{U_0}{U_ф}\frac{k_R}{R_ф}, \qquad (21)$$

где $k_п$ имеет такое же численное значение, как и в предыдущих формулах.

Полученную по расчету емкость округляют до ближайшей большей стандартной величины.

Емкость конденсаторов двух-. трехзвенного фильтра проще всего найти следующим путем: подставляют в формулу (19) или (19а) поочередно различные стандартные величины емкостей конденсаторов и останавливают свой выбор на таких емкостях, при которых получается коэффициент пульсации напряжения не более требуемого.

Если предполагается подключать нагрузки к промежуточным конденсаторам многозвенного сглаживающего фильтра, то производят последовательно расчет каждого звена в отдельности. Общий коэффициент сглаживания фильтра определится как произведение коэффициентов сглаживания всех его звеньев.

Рассеиваемая на резисторах мощность. Мощность в ваттах, рассеивающуюся на каждом из резисторов сглаживающего фильтра, определяют по известной формуле

$$P_R = I^2 R \cdot 10^{-6}, \tag{22}$$

где R — сопротивление резистора [*ом*];
I — ток через резистор [*ма*].

Выбирают резистор, который способен рассеивать мощность не менее полученной из расчета. При этом следует помнить, что резисторы типа ВС допустимо нагружать номинальной мощностью только до температуры окружающей среды до 40° С; при более высоких температурах предельная мощность рассеяния снижается из расчета 15% на каждые 10 *град* сверх температуры 40° С. Резисторы типа МЛТ способны рассеивать номинальную мощность при температуре окружающей среды до 70° С. Для повышения эксплуатационной надежности выпрямителей нагрузку резисторов ВС рекомендуется снизить на 50%, а резисторов МЛТ — на 30% по сравнению с предельной.

Заметим, что если согласно расчету требуется резистор с номинальной мощностью рассеяния более 2 *вт*, то из соображений габаритов и стоимости сглаживающего фильтра рекомендуется применять параллельное соединение резисторов ВС-2 или МЛТ-2, но не использовать в конструкции фильтра крупногабаритные резисторы ВС-5, ВС-10. Очевидно, что при параллельном соединении двух резисторов в звене сглаживающего фильтра сопротивление каждого из них должно быть вдвое больше расчетного, при трех резисторах — втрое больше и т. д.

Пример расчета. Требуется рассчитать сглаживающий RC-фильтр к полупроводниковому выпрямителю по мостовой схеме, нагрузкой которого будет усилитель низкой частоты с однотактным оконечным каскадом на пентоде типа 6П14П. Требуется получить: 1) напряжение $U_1 = 250$ *в* при токе 33 *ма* и коэффициенте пульсации $v_1 \leqslant 0{,}18\%$ для питания анодной цепи оконечного каскада; 2) напряжение $U_2 = 210$ *в* при токе 7 *ма* на питание остальных цепей. Предельно допустимый коэффициент пульсации напряжения питания первого каскада $v_2 = 0{,}005\%$. Эту величину можно принять для всех каскадов предварительного усиления и для экранирующей сетки оконечного каскада, поскольку потребление тока этими нагрузками невелико. Постоянная составляющая напряжения на входе сглаживающего фильтра $U_2 = 280$ *в* при коэффициенте пульсации $v_0 = 2{,}1\%$.

Поскольку нужно иметь два напряжения с различными допустимыми коэффициентами пульсации, то сглаживающий фильтр должен быть двухзвенным. Через резистор его первого звена будет протекать суммарный ток $33+7=40$ *ма*. Следовательно, в соответствии с формулой (20) резистор в этом звене должен иметь сопротивление

$$R_{ф1} = \frac{1\,000\,(280 - 250)}{40} = 750 \text{ ом},$$

а конденсатор этого звена должен иметь емкость не менее определяемой формулой (21), т. е.

$$C_{ф1} = \frac{2,1 \cdot 280 \cdot 2\,000}{0,18 \cdot 250 \cdot 750} \approx 35 \text{ мкф}.$$

Практически в первом звене фильтра придется применить конденсатор с ближайшей большей номинальной емкостью, например типа К50-7 на номинальное напряжение 250 *в* емкостью 50 *мкф*. При такой емкости согласно формуле (18) коэффициент пульсации напряжения на выходе первого звена

$$v_1 = 2,1 \frac{280 \cdot 2\,000}{250 \cdot 750 \cdot 50} = 0,12\%,$$

т. е. существенно меньше допустимого.

Резистор во втором звене сглаживающего фильтра согласно формуле (20) должен иметь сопротивление

$$R_{ф2} = \frac{1\,000\,(250 - 210)}{7} = 5\,700 \text{ ом}.$$

Можно принять ближайшую стандартную величину сопротивления 5,6 *ком*, которая отличается от расчетной менее чем на 5%. Конденсатор во втором звене фильтра согласно формуле (21) должен иметь емкость

$$C_{ф2} = \frac{0,12 \cdot 250 \cdot 2\,000}{0,005 \cdot 210 \cdot 5\,600} = 10 \text{ мкф}.$$

14. Индуктивно-емкостные фильтры

Преимущество индуктивно-емкостных сглаживающих фильтров (*LC*-фильтров) перед резистивно-емкостными фильтрами заключается в том, что в первых падает относительно меньшая часть постоянной составляющей напряжения, поскольку сопротивление обмотки дросселя постоянному току существенно меньше сопротивления резистора в *RC*-фильтре. Падение выпрямленного напряжения на дросселе *LC*-фильтра имеет следующие ориентировочные значения:

Мощность выпрямленного тока $P_0 = I_0 U_ф$, *вт*	Относительное падение напряжения, %
10—50	12—9
50—200	9—7
200—500	7—5
500—1 000	6—4

Поэтому выпрямители с *LC*-фильтрами имеют несколько большие к. п. д. Недостаток индуктивно-емкостного фильтра — относи-

тельно большие габариты, так как размеры дросселя с сердечником из электротехнической стали всегда больше размеров резистора.

Рассмотрим процессы в сглаживающем фильтре, состоящем из одного дросселя $L_ф$ и конденсатора $C_ф$ (рис. 19). Выпрямленный ток проходит на нагрузку через обмотку дросселя. Поскольку она обладает относительно небольшим сопротивлением для постоянной составляющей выпрямленного тока и значительно большим сопротивлением для его переменной составляющей (большое индуктивное сопротивление), переменная составляющая ослабляется дросселем в значительно большей мере, чем постоянная составляющая. Вместе с тем постоянная составляющая выпрямленного тока практически не ответвляется через конденсатор $C_ф$ (считаем, что утечка в нем очень мала), но через него замыкается большая часть прошедшей через дроссель переменной составляющей тока, поскольку емкостное сопротивление конденсатора $C_ф$ значительно меньше эквивалентного сопротивления нагрузки выпрямителя. Коэффициент сглаживания индуктивно-емкостного фильтра тем больше, чем больше индуктивность дросселя и чем больше емкость конденсаторов. Коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе $C_ф$

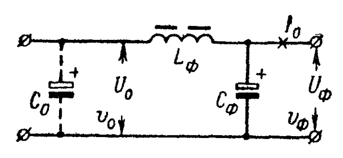


Рис. 19. Схема звена индуктивно-емкостного фильтра.

$$v_ф = v_0 \frac{k_L}{L_ф C_ф}. \tag{23}$$

Если сопротивление обмотки дросселя постоянному току значительно, то более точный результат получается при использовании формулы

$$v_ф = v_0 \frac{U_0 k_L}{U_ф L_ф C_ф}. \tag{23а}$$

В этих формулах индуктивность — в генри и емкость — в микрофарадах. При однополупериодном выпрямлении $k_L = 12$ и при двухполупериодном $k_L = 3$.

Когда требуется вычислить индуктивность дросселя по заданной емкости конденсатора $C_ф$, то используют формулу

$$L_ф = \frac{v_0 U_0 k_L}{v_ф U_ф C_ф}. \tag{23б}$$

Если же нужно определить емкость конденсатора $C_ф$ по заданной индуктивности дросселя, то применяют формулу

$$C_ф = \frac{v_0 U_0 k_L}{v_ф U_ф L_ф}. \tag{23в}$$

Полученную по последней формуле емкость округляют до ближайшей большей стандартной величины.

Принципиально возможно построение сглаживающего LC-фильтра из двух или большего количества звеньев. Однако такие фильт-

ры на практике применяют редко. Чаще встречается сглаживающий фильтр, первое звено которого образует дроссель с конденсатором. последующие звенья — резисторы и конденсаторы.

На рис. 20 приведена принципиальная схема полупроводникового выпрямителя с подобным двухзвенным сглаживающим фильтром, применяемая в радиоле третьего класса «Сириус-5». Здесь напряже-

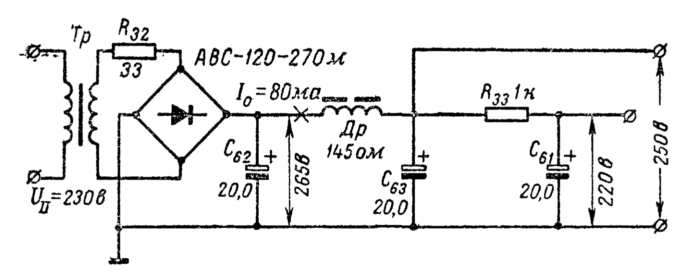


Рис. 20. Схема выпрямителя с двухзвенным сглаживающим фильтром, используемая в радиоле «Сириус-5».

ние 250 *в* после звена фильтра, состоящего из дросселя и конденсатора C_{63}, используется для питания анодной цепи пентода оконечного каскада усилителя низкой частоты. Цепь экранирующей сетки этой лампы, а также цепи анодов и сеток всех остальных ламп радиолы получают пониженное напряжение 220 *в*, пульсации которого сглаживаются дополнительно вторым звеном фильтра, состоящим из резистора R_{33} и конденсатора C_{61}.

Глава четвертая

ТРАНСФОРМАТОРЫ, АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ И ДРОССЕЛИ ФИЛЬТРОВ

15. Сердечники

Сердечники (магнитопроводы) трансформаторов и автотрансформаторов питания и дросселей сглаживающих фильтров изготавливают из листовой электротехнической стали марок Э41, Э42, Э43, Э310, Э320, Э330 толщиной 0,35—0,5 *мм* или ленточной (рулонной) марок Э310, Э320, Э330 толщиной 0,1—0,2 *мм*. Особенностью такой стали является то, что она содержит не более 1% углерода, несколько процентов кремния, остальное железо. Примесь кремния увеличивает электрическое сопротивление сердечника, что снижает потери в нем на вихревые токи и тем самым увеличивает к. п. д. трансформатора (автотрансформатора).

Первая цифра в марке стали указывает средний процент содержания в ней кремния, вторая характеризует ее электромагнитные свойства: чем больше это число, тем меньше потери в стали. Цифра 0 в обозначении марки стали указывает, что это холоднокатаная (текстурованная) сталь.

Типы сердечников следующие:

Броневые Ш-образные, собранные из пластин, штампованных из листовой стали (рис. 21, 22, табл. 12). Обмотка (обмотки) размещается на средней части сердечника, занимая место в его окнах.

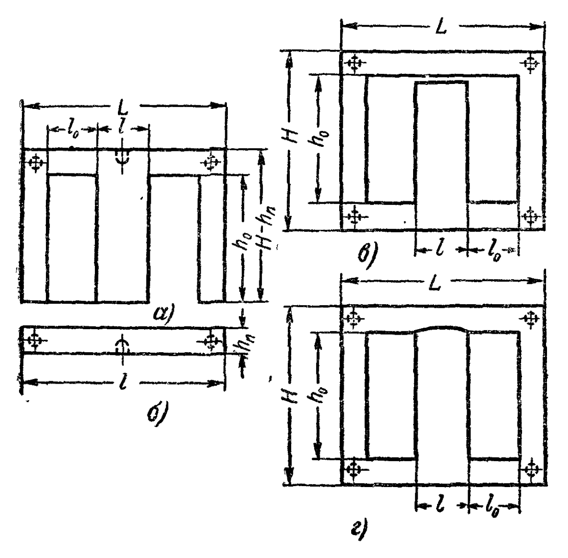


Рис. 21. Пластины из электротехнической стали для сборки броневых сердечников.

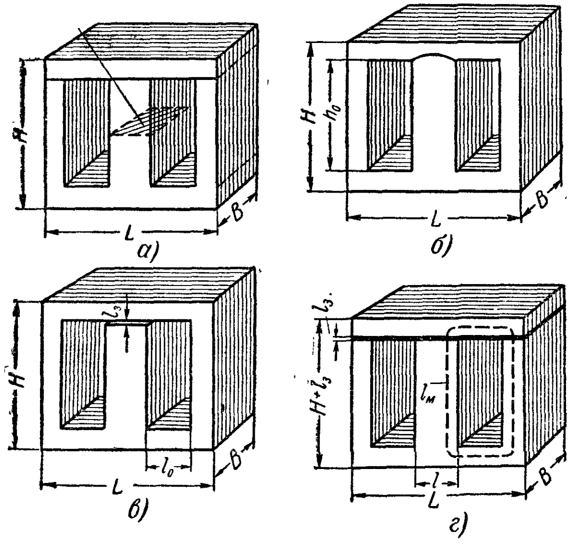


Рис. 22. Броневые сердечники из пластин без зазоров (*а*, *б*) для трансформаторов, автотрансформаторов питания и с зазорами (*в*, *г*) для дросселей сглаживающих фильтров.

Таблица 12

Броневые сердечники из пластин

Тип	Размеры по рис. 21 и 22						$l_м$, *см*	$l_в$, *см*	J_{40}, *а/мм²*	Параметры трансформатора питания		
	L, мм	*H, мм*	*B, мм*	$S_с$, *см*	$l_о$, *мм*	$h_о$, *мм*				$P_{тр}$, *ва*	w_I/U_I, *витков/в*	w_{II}/U_{II}, *витков/в*
Ш16×20	64	40	20	2,9	16	24	10,5	12	3,0	9	13,1	17
Ш16×20	64	56	20	2,9	16	40	13,7	12	2,7	15	13,2	17
Ш16×24	48	40	24	3,5	8	24	8,9	10,2	3,4	5	10,8	13,3
Ш16×25	64	40	25	3,6	16	24	10,5	13	2,9	10	10,4	13
Ш16×25	64	56	25	3,6	16	40	13,7	13	2,6	18	10,5	12,7
Ш16×32	48	40	32	4,6	8	24	8,9	12	3,3	7	8,3	10
Ш16×32	64	40	32	4,6	16	24	10,5	14,3	2,8	12	8,3	10
Ш16×32	64	56	32	4,6	16	40	13,7	14,3	2,5	22	8,3	9,9
Ш16×40	64	40	40	5,8	16	24	10,5	16	2,6	15	6,7	7,8
Ш16×40	64	56	40	5,8	16	40	13,7	16	2,4	27	6,8	7,7
Ш18×18	54	45	18	2,9	9	27	10,0	19,8	4,0	8	15,0	20,0
Ш18×27	54	45	27	4,4	9	27	10,0	11,6	3,8	11	10,5	12,0
Ш18×36	54	45	36	5,8	9	27	10,0	13,4	3,3	14	8,0	9,0
УШ19×19	67	57,5	19	3,2	12	33,5	10,6	11,0	3,0	9	10,8	13,0
УШ19×28	67	57,5	28	4,9	12	33,5	10,6	12,8	2,8	14	6,5	7,3
УШ19×38	67	57,5	38	6,5	12	33,5	10,6	14,8	2,5	18	5,0	5,5
Ш20×20	60	50	20	3,6	10	30	12,1	10,9	3,5	12	10,5	13,2
Ш20×20	80	50	20	3,6	20	30	13,2	13,8	2,8	15	10,6	13,2
Ш20×20	80	70	20	3,6	20	50	17,1	13,8	2,5	25	10,7	13,2
Ш20×25	80	50	25	4,5	20	30	13,2	14,8	2,7	18	8,6	10,5
Ш20×25	80	70	25	4,5	20	50	17,2	14,8	2,5	32	8,7	10,4

Продолжение табл. 12

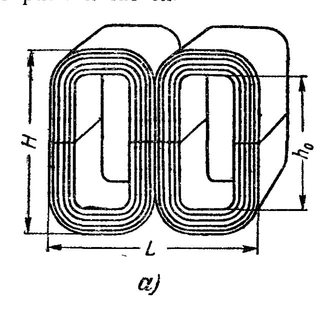
Тип	Размеры по рис. 21 и 22						$l_м$, *см*	$l_в$, *см*	J_{40}, *а/мм²*	Параметры трансформатора питания		
	L, мм	*H, мм*	*B, мм*	S_c, *см*	$l_о$, *мм*	$h_о$, *мм*				$P_{тр}$, *ва*	w_I/U_I, *витков/в*	w_{II}/U_{II}, *витков/в*
Ш20×27	65	65	27	4,9	12,5	45	14,6	13,4	3,3	20	8,2	10,0
Ш20×30	60	50	30	5,4	10	30	11,1	12,9	3,5	16	7,0	8,4
Ш20×32	80	50	32	5,7	20	30	13,1	16,2	2,6	20	6,8	8,0
Ш20×32	80	70	32	5,7	20	50	17,1	16,2	2,4	30	6,9	8,0
Ш20×40	60	50	40	7,2	10	30	11,1	14,9	3,2	20	5,5	6,4
Ш20×40	80	50	40	7,2	20	30	13,1	17,8	2,5	25	5,4	6,2
Ш20×40	80	70	40	7,2	20	50	17,1	17,8	2,3	45	5,5	6,2
Ш20×50	80	50	50	9	20	30	13,1	15,3	2,4	30	4,4	4,9
Ш20×50	80	70	50	9	20	50	17,1	18,3	2,2	55	4,3	4,9
Ш22×22	66	55	22	4,4	11	33	12,3	12,0	3,2	15	9,0	11,0
Ш22×33	66	55	33	6,6	11	33	12,3	14,0	2,9	22	6,0	6,7
УШ22×22	78	67	22	4,4	14	39	12,4	13,0	2,5	16	8,0	9,3
УШ22×33	78	67	33	6,6	14	39	12,4	15,2	2,3	22	5,4	6,0
УШ22×44	78	67	44	8,8	14	39	12,4	17,4	2,1	28	4,1	4,3
Ш25×25	100	63	25	5,6	25	37,5	16,4	17,4	2,5	32	6,9	8,2
Ш25×25	100	88	25	5,6	25	62,5	21,4	17,4	2,3	50	6,9	8,1
Ш25×32	100	63	32	7,2	25	37,5	16,4	19,0	2,4	40	5,5	6,2
Ш25×32	100	88	32	7,2	25	62,5	21,4	19,0	2,4	70	5,5	6,3
Ш25×40	100	63	40	9,0	25	37,5	16,4	21,0	2,3	45	4,4	4,9
Ш25×40	100	88	40	9,0	25	82,5	21,4	21,0	2,1	80	4,4	4,9
Ш25×63	100	63	63	14	25	37,5	16,4	25,4	2,1	60	2,9	3,2

Тип	Размеры по рис. 21 и 22						$l_м$, *см*	$l_в$, *см*	J_{40}, *а/мм²*	Параметры трансформатора питания		
	L, *мм*	*H*, *мм*	*B*, *мм*	S_c, *см*	l_o, *мм*	h_o, *мм*				$P_{тр}$, *ва*	w_I/U_I, *витков/в*	w_{II}/U_{II}, *витков/в*
Ш25×63	100	88	63	14	25	62,5	21,4	25,4	2,0	100	2,9	3,1
УШ26×26	94	81	26	6,2	17	47	14,7	15,4	2,8	56	4,9	5,5
УШ26×39	94	81	39	9,3	17	47	14,7	18	2,4	70	3,5	3,8
УШ26×52	94	81	52	12,4	17	47	14,7	20,6	2,0	80	2,7	3,0
Ш28×28	84	70	28	7,1	14	42	15,6	15,4	2,8	40	6,1	7,0
Ш28×42	84	70	42	10,8	14	42	15,6	18,2	2,6	55	4,1	4,5
УШ30×30	106	91	30	8,1	19	53	16,9	17,6	2,3	80	4,2	4,6
УШ30×45	106	91	45	12,1	19	53	16,9	20,6	2,1	110	3,1	3,3
УШ30×60	106	91	60	16,2	19	53	16,9	23,6	1,9	140	2,4	2,5
Ш32×32	128	80	32	9,3	32	48	21	23	2,3	120	4,4	5,0
Ш32×32	128	112	32	9,3	32	80	27,4	23	2,1	190	4,5	5,0
Ш32×40	128	80	40	11,5	32	48	21	24	2,2	140	3,5	3,8
Ш32×40	128	112	40	11,5	32	80	27,4	24	2,0	230	3,6	3,8
Ш32×50	128	80	50	14,4	32	48	21	26	2,0	170	3,0	3,2
Ш32×50	128	112	50	14,4	32	80	27,4	26	1,9	280	3,0	3,2
Ш32×63	128	80	63	18	32	40	21	28,4	1,9	220	2,6	2,8
Ш32×63	128	112	63	18	32	40	27,4	28,4	1,9	330	2,5	2,7
Ш32×80	128	80	80	23	32	48	21	32	1,8	240	1,9	2,0
Ш32×80	128	112	80	23	32	80	27,4	32	1,8	400	2,0	2,1
Ш34×35	102	102	32	10,9	17	68	22,3	19,2	2,4	90	4,2	4,6
Ш34×52	102	102	52	16,4	17	68	22,3	22,6	2,2	140	2,5	2,7

Продолжение табл. 12

Тип	Размеры по рис. 21 и 22						$l_м$, *см*	$l_в$, *см*	J_{40}, *а/мм²*	Параметры трансформатора питания		
	L, *мм*	*H*, *мм*	*B*, *мм*	S_c, *см*	l_o, *мм*	h_o, *мм*				$P_{тр}$, *ва*	w_I/U_I, *витков/в*	w_{II}/U_{II}, *витков/в*
УШ35×35	123	105,5	35	11,2	22	61,5	19,8	20,4	2,1	140	3,3	3,5
УШ35×52	123	105,5	52	16,8	22	61,5	19,8	23,8	1,9	170	2,3	2,4
УШ35×70	123	105,5	70	22,4	22	61,5	19,8	27,4	1,8	220	1,7	1,8
Ш35×35	130	105	35	11,2	30	70	25,5	23,5	1,9	180	3,8	4,0
Ш35×45	130	105	45	14,4	30	70	25,5	25,5	1,7	220	2,8	3,0
УШ40×40	144	124	40	14,5	26	72	26,4	22,4	1,9	220	2,6	2,75
УШ40×60	144	124	60	21,7	26	72	26,4	26,2	1,8	320	1,8	1,85
УШ40×80	144	124	80	29	26	72	26,4	31,5	1,7	430	1,4	1,45
Ш40×40	150	145	40		35	105			1,3			
Ш40×40	160	100	40	14,4	40	60	26,3	28,5	2,0	270	3,0	3,30
Ш40×40	160	140	40	14,4	40	100	34,3	28,5	1,8	420	3,1	3,35
Ш40×50	160	100	50	18	40	60	26,3	30	1,9	330	2,4	2,60
Ш40×50	160	140	50	18	40	100	34,3	30	1,8	500	2,5	2,65
Ш40×60	150	145	60		35	105			1,2			
Ш40×63	160	100	63	23	40	60	26,3	33	1,8	390	2,0	2,20
Ш40×63	160	140	63	23	40	100	34,3	33	1,7	600	2,1	2,25
Ш40×80	160	100	80	29	40	60	26,3	37	1,8	480	1,43	1,50
Ш40×80	160	140	80	29	40	100	34,3	37	1,6	740	1,46	1,5
Ш40×100	160	100	100	36	40	60	26,3	41	1,7	550	1,19	1,25
Ш40×100	160	140	100	36	40	100	34,3	41	1,5	900	1,21	1,25

Броневые витые разрезные (рис. 23, табл. 13). Их изготавливают только на заводах. Из ленточной электротехнической холоднокатаной стали на оправку наматывают заготовку требуемой формы и размеров, пропитывают ее специальным клеем и склеивают слои ленты между собой под давлением и при нагреве. Полученное изделие разрезают на две части, имеющие форму буквы П, и торцы их тщательно шлифуют так, чтобы при составлении их вместе между ними не было воздушного зазора. Сердечник собирают из четырех П-образных частей.



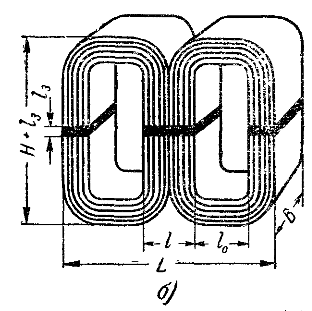


Рис. 23. Ленточные витые броневые сердечники без зазоров (*а*) для трансформаторов, автотрансформаторов питания и с зазорами (*б*) для дросселей сглаживающих фильтров.

Стержневые витые разрезные (рис. 24, табл. 13). Стержневой сердечник состоит из двух П-образных частей, изготовленных по такой же технологии, как и части для Ш-образного витого сердечника. Обмотка (обмотки) размещаются на двух стержнях сердечника. Основное преимущество стержневых сердечников перед броневыми — значительно меньшее магнитное поле рассеяния, вследствие чего стержневые сердечники создают меньшие наводки.

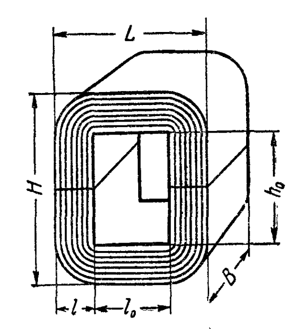


Рис. 24. Ленточный стержневой сердечник.

Тороидальные, представляющие собой кольца, изготовленные из ленточной электротехнической стали. Обмотки распределены по всему тороиду. Поэтому магнитное поле рассеяния тороидальных сердечников практически отсутствует, вследствие чего они с успехом могут быть применены в малогабаритных конструкциях. Однако, поскольку технология намотки трансформаторов и дросселей на тороидальных сердечниках сложна, эти сердечники мало распространены.

Роль изоляции между пластинами. Сердечники изготовляют слоистыми — из листов или лент для того, чтобы увеличить их сопротивление индуктируемым в них вихревым токам и тем самым снизить потери энергии переменного тока.

В сердечниках из пластин это достигается тем, что поверхность

Таблица 13

Витые разрезные сердечники

Тип	Размеры по рис. 23 и 24						$l_м$, *см*	$l_в$, *см*	J_{46}, *а/мм²*	Параметры трансформатора питания		
	L, *мм*	H, *мм*	B, *мм*	S_c, *см²*	l_0, *мм*	h_0, *мм*				$P_{тр}$, *ва*	w_I/U_I, *витков/в*	w_{II}/U_{II}, *витков/в*
ШЛ16×20	64	56	20	2,9	16	40	13,6	12	2,3	15	10,0	12,0
ШЛ16×25	64	56	25	3,6	16	40	13,6	13	2,2	18	8,6	10,2
ШЛ16×32	64	56	32	4,6	16	40	13,6	14	2,0	25	6,5	7,4
ШЛ20×20	80	70	20	3,6	20	50	17,1	14	2,2	35	8,2	8,7
ШЛ20×25	80	70	25	4,5	20	50	17,1	15	2,2	45	6,6	7,5
ШЛ20×32	80	70	32	5,7	20	50	17,1	16	2,1	60	5,2	5,8
ШЛ20×40	80	70	40	7,2	20	50	17,1	18	2,1	70	4,5	5,0
ШЛ25×25	100	87,5	25	5,6	25	62,5	21,3	17	2,0	100	5,8	6,7
ШЛ25×32	100	87,5	32	7,2	25	62,5	21,3	19	1,9	120	4,4	4,9
ШЛ25×40	100	87,5	40	9,0	25	62,5	21,3	20	1,8	150	3,6	4,0
ШЛ25×50	100	87,5	50	11,2	25	62,5	21,3	22	1,7	180	3,0	3,2
ШЛ32×32	128	112	32	9,2	32	80	27,8	23	1,8	250	3,7	4,1
ШЛ32×40	128	112	40	11,5	32	80	27,3	24	1,7	300	2,8	3,0
ШЛ32×50	128	112	50	14,4	32	80	27,3	26	1,7	380	2,3	2,5
ШЛ32×64	128	112	64	18,4	32	80	27,3	28	1,6	450	1,8	1,9
ШЛ40×40	160	140	40	14,4	40	100	34,2	28	1,6	550	2,3	2,5
ШЛ40×50	160	140	50	18,4	40	100	34,2	30	1,5	670	1,9	2,1
ШЛ40×64	160	140	64	23,0	40	100	34,2	33	1,4	800	1,5	1,6
ШЛ40×80	160	140	80	28,8	40	100	34,2	37	1,4	950	1,2	1,3

Тип	Размеры по рис. 23 и 24						$l_м$, см	$l_в$, см	J_{40}, а/мм²	Параметры трансформатора питания		
	L, мм	H, мм	B, мм	$S_с$, см²	$l_о$, мм	$h_о$, мм				$P_{тр}$, ва	w_I/U_I, витков/в	w_{II}/U_{II}, витков/в
ПЛ12,5×16—25	41	50	16	1,77	16	25	12,0	7,5	3,6	10	15,5	20,6
ПЛ12,5×16—32	41	55	16	1,77	16	32	13,4	7,5	3,6	12	15,5	20,6
ПЛ12,5×16—40	41	65	16	1,77	16	40	15,0	7,5	3,6	14	15,5	20,6
ПЛ12,5×16—50	41	75	16	1,77	16	50	17,0	7,5	3,6	16	15,5	20,6
ПЛ12,5×25—30	45	55	25	2,76	20	30	13,8	10	3,2	20	10,0	12,3
ПЛ12,5×25—40	45	65	25	2,76	20	40	15,8	10	3,2	25	10,0	12,3
ПЛ12,5×25—50	45	75	25	2,76	20	50	17,8	10	3,2	32	10,0	12,3
ПЛ12,5×25—60	45	85	25	2,76	20	60	19,8	10	3,2	40	10,0	12,3
ПЛ16×32—40	57	72	32	4,5	25	40	18,0	12	2,8	50	6,0	6,7
ПЛ16×32—50	57	82	32	4,5	25	50	20,0	12	2,8	65	6,0	6,7
ПЛ16×32—65	57	97	32	4,5	25	65	23,0	12	2,8	80	6,0	6,7
ПЛ16×32—80	57	112	32	4,5	25	80	26,0	12	2,8	100	6,0	6,7
ПЛ20×40—50	72	90	40	7,1	32	50	22,7	16	2,75	130	3,8	4,2
ПЛ20×40—60	72	100	40	7,1	32	60	24,7	16	2,75	160	3,8	4,2
ПЛ20×40—80	72	120	40	7,1	32	80	28,7	16	2,75	200	3,8	4,2
ПЛ20×40—100	72	140	40	7,1	32	100	32,7	16	2,75	250	3 8	4,2
ПЛ25×50—65	90	115	50	11	40	65	28,8	20	2,7	300	2,5	3,0
ПЛ25×50—80	90	130	50	11	40	80	31,8	20	2,7	360	2,5	3,0
ПЛ25×50—100	90	150	50	11	40	100	35,8	20	2,7	440	2,5	3,0
ПЛ25×50—120	90	170	50	11	40	120	39,8	20	2,7	550	2,5	3,0
ПЛ32×64—80	114	144	64	18,2	50	80	36,0	25	2,4	700	1,5	1,6
ПЛ32×64—100	114	164	64	18,2	50	100	40,0	25	2,4	900	1,5	1,6
ПЛ32×64—130	114	194	64	18,2	50	130	46,0	25	2,4	1 000	1,5	1,6
ПЛ32×64—160	114	224	64	18,2	50	160	52,0	25	2,4	1 300	1,5	1,6

каждой из них покрыта тонкой пленкой окиси, обладающей плохой электропроводностью. Затем, что покрытие пластин лаком или оклейка бумагой не дают заметного уменьшения потерь.

После окончания сборки трансформатора (автотрансформатора, дросселя) части сердечника плотно стягивают скобами. Сердечники из пластин с отверстиями стягивают при помощи пропущенных сквозь эти отверстия болтов и гаек. Чтобы не возросли потери на вихревые токи, болты изолируют от пластин втулками из бумаги или иного материала.

Обозначение пластин. Обозначение Ш-образной пластины состоит из буквы Ш или букв УШ и числа, выражающего ширину ее среднего язычка l в миллиметрах (например: Ш16, УШ16). Обозначение типа прямой замыкающей пластины состоит из буквы Я или УП (к пластине УШ) и такого же числа, какое имеется в обозначении комплектной к ней Ш-образной пластины.

Ширина боковых язычков пластин типа Ш и комплектных к ним замыкающих пластин обычно составляет половину ширины среднего язычка, а ширина боковых язычков пластины типа УШ и комплектной к ней замыкающей пластины — равна примерно $^2/_3$ ширины среднего язычка. Пластины одного и того же наименования могут отличаться внешними размерами L и H, высотой и шириной окна h_0 и l_0.

Обозначения сердечников. Обозначение сердечника из Ш-образных пластин состоит из обозначения типа этих пластин, знака умножения и числа, выражающего толщину магнитопровода в миллиметрах. Например, сердечник из пластин Ш25 и Я25, имеющий толщину 40 *мм*, обозначают: Ш25×40.

Обозначение витого броневого сердечника состоит из букв ШЛ (первые буквы слов: Ш-образный и ленточный) и двух разделенных знаком умножения чисел, первое из которых указывает ширину среднего стержня, а второе — толщину сердечника в миллиметрах.

Обозначение витого стержневого сердечника состоит из букв ПЛ и трех чисел: первое из них указывает ширину стержня l, второе — толщину сердечника В и третье — высоту окна h_0. Все размеры — в миллиметрах.

Площадь сечения сердечника. Вследствие наличия изоляции между пластинами или слоями ленты, а также невозможности совершенно плотной укладки пластин или намотки ленты полезная площадь сечения стали сердечника S_c меньше произведения ширины стержня l на его толщину B. Отношение S_c/lB называют коэффициентом заполнения сердечника: он обозначается σ. В табл. 12 указаны площади сечения сердечника S_c при использовании пластин, не покрытых лаком и не оклеенных бумагой: толщиной 0,35 *мм* для сердечников Ш12×12 и больших размеров (при этом $\sigma \approx 0{,}9$) и толщиной 0,2 *мм* для сердечников меньших размеров (при этом $\sigma \approx \approx 0{,}8$—$0{,}85$). Если пластины деформированы, то σ меньше. Для витых сердечников $\sigma \approx 0{,}9$.

Выбор сердечника. Рекомендуется по возможности применять сердечники, у которых отношение $B/l = 1{,}5 \div 2$ (например: Ш25×40, УШ30×60). При больших отношениях B/l затрудняется плотная намотка обмоток — со сторон большего размера витки ложатся недостаточно плотно — вспучиваются. Сердечники с отношением $B/l \leqslant 1$ (например, Ш20×20) используют лишь в случаях, когда существенное значение имеют размеры трансформатора, дросселя, автотрансформатора.

16. Обмотки трансформаторов и дросселей

Трансформаторы питания и дроссели радиолюбители наматывают обычно на каркасах из изоляционного материала. При наличии соответствующего опыта можно осуществлять и бескаркасную намотку.

Каркасы изготовляют из гетинакса, текстолита или плотного картона, склеивая их части клеем БФ или густым шеллачным лаком. Применять столярный или концелярский клей не рекомендуется, так как эти клеи не влагоустойчивы. Картонные части каркаса по окончании его изготовления следует покрыть изоляционным лаком или клеем БФ.

Толщина стенок каркасов при напряжениях обмоток до 2 *кв* определяется их механической прочностью; практически достаточно иметь толщину 1—1,5 *мм*. При напряжениях до 3 *кв* толщину следует увеличить до 2—2,5 *мм* и до 5 *кв* — до 3—4 *мм*.

Ширина окна каркаса должна быть примерно на 1 *мм* больше ширины l сердечника. Высоту окна каркаса следует брать на 1,5—2 *мм* больше размера B сердечника, иначе при сборке трудно будет вложить в окно сердечника требуемое количество пластин. Такие же размеры должна иметь гильза из изоляционного материала при бескаркасной намотке трансформатора или дросселя.

В случае броневого сердечника высота щечек каркаса должна быть примерно на 1 *мм* меньше ширины окна сердечника l_0, а в случае стержневого сердечника на 1—1,5 *мм* меньше половины ширины его окна. В случае сердечника из пластин по рис. 21,*а* и 21,*б* или витого разрезного сердечника длины каркаса следует брать на 1 *мм* меньше высоты окна сердечника.

Каркас для обмоток трансформатора или дросселя с сердечником из пластин по рис. 21,*в* и *г* должен быть на 3—8 *мм* меньше высоты окна сердечника, иначе сердечник не удастся собрать — пластины не будут входить в окно каркаса. Чем больше размеры пластин, тем больше должно быть укорочение каркаса.

Выбор провода. Проходящий по обмотке (обмоткам) ток нагревает ее. Тепло передается сердечнику. Внешние поверхности обмотки и сердечника излучают тепло в окружающий воздух. Чем больше плотность тока в обмотке J (число ампер на квадратный миллиметр сечения провода) и чем меньше излучающие тепло поверхности, тем до большей температуры нагревается трансформатор (дроссель). С увеличением размеров последнего допустимая плотность тока уменьшается. Это вызывается тем, что относительно большое тело имеет меньшую величину отношения поверхности к объему, чем меньшее тело такой же формы. Поэтому трансформатор (дроссель) большего размера имеет на кубический сантиметр объема меньшую внешнюю поверхность, с которой рассеивается тепло, и плотность тока в обмотках при одинаковом перегреве должна быть меньше.

При указанных в табл. 12 и 13 плотность тока в обмотках J_{40} [*а/мм*²] температура трансформатора (дросселя) при длительной работе превышает температуру окружающего воздуха (перегрев) не более чем на 40° С. Например, трансформатор выпрямителя, температура внутри которого достигает 50° С, нагреется до температуры 50+40=90° С. При увеличении плотности тока прямо пропорционально увеличивается температура перегрева. Так, например, если указанные в таблицах плотности тока увеличить на 25%, перегрев

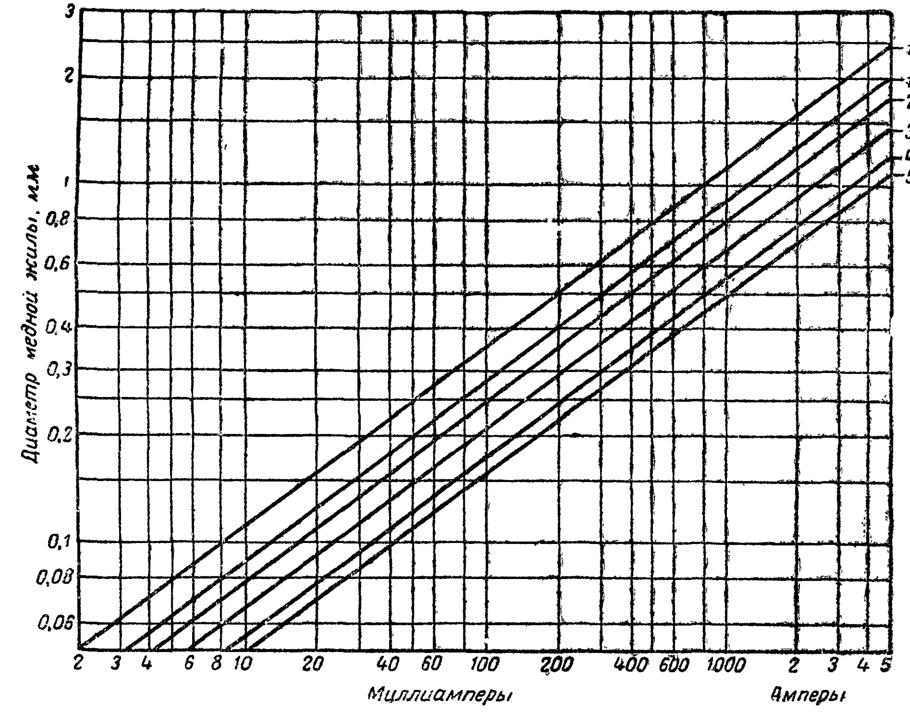


Рис. 25. График для определения минимально необходимого диаметра провода обмотки в зависимости от величины проходящего по ней тока.

достигнет 50° С (при температуре внутри конструкции выпрямителя 50° С трансформатор нагреется до 100° С).

При конструировании трансформаторов, автотрансформаторов питания и дросселей с обмотками из проводов марок ПЭЛ, ПБО, ПБД, ПШД, ПЭЛШО и ПЭЛШД следует иметь в виду, что их температура не должна превышать 100° С. Для обмоток из проводов с теплостойкой изоляцией марок ПЭВ и ПЭТ предельная температура нагрева 125° С.

Необходимо отметить, что обычно избегают применения обмоточных проводов с шелковой, а тем более с хлопчатобумажной изоляцией, поскольку эти провода имеют значительные внешние диаметры и поэтому габариты трансформаторов и дросселей получаются су-

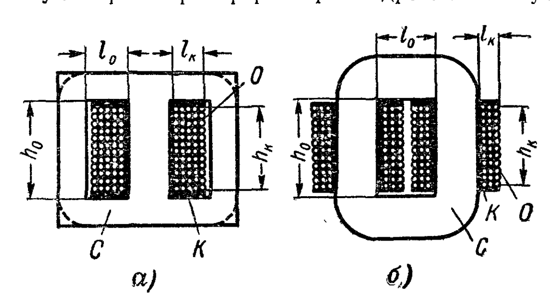


Рис. 26. Размещение обмоток на сердечниках.

а — броневом; *б* — стержневом. *К* — каркасы обмоток; *О* — обмотки; *С* — сердечники.

щественно бо́льшими, чем при использовании обмоточных проводов в эмалевой изоляции.

Необходимый диаметр провода обмотки d [*мм*] определяют по величине тока в ней I [*а*] и допустимой плотности тока J [*а/мм*²] по формуле

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{I}{J}} . \qquad (24)$$

Если же величина тока обмотки выражена в миллиамперах, то применяют формулу

$$d = 0,036 \sqrt{\frac{I}{J}} . \qquad (24a)$$

Диаметр провода d по величине тока I и плотности тока J можно найти также по графику рис. 25. Когда стандартный диаметр провода отличается от вычисленного, применяют провод с ближайшим большим имеющимся стандартным диаметром.

Для внешних обмоток трансформаторов питания, например для наматываемой сверху обмотки накала, поскольку условия их охлаждения наилучшие, можно допускать плотность тока на 15—20%

больше, чем во внутренних обмотках при условии, что в последних плотности токов будут соответственно снижены.

Толщину $l_к$ [*мм*], занимаемую обмоткой из привода с диаметром медной жилы d [*мм*] при числе витков w и количестве прокладок n толщиной $l_п$ [*мм*] каждая на каркасе, имеющем размер $h_к$ [*мм*] между щечками (рис. 26), можно определить по формуле

$$l_к = \frac{0,8\, d^2\, w}{\beta_к\, h_к} + n l_п, \qquad (25)$$

где $\beta_к$ — коэффициент заполнения каркаса медью при плотной намотке, определяемый как отношение суммарной площади сечения меди всех витков обмотки $sw = \pi d^2 w/4$ к площади сечения $S_к \approx l_к h_к$; коэффициент этот находят, пользуясь графиком на рис. 27.

Количество витков из провода с диаметром медной жилы d [*мм*], размещающихся на каркасе, имеющем размеры $h_к$ [*мм*] и $l_к$ (рис. 26), можно определить по формуле

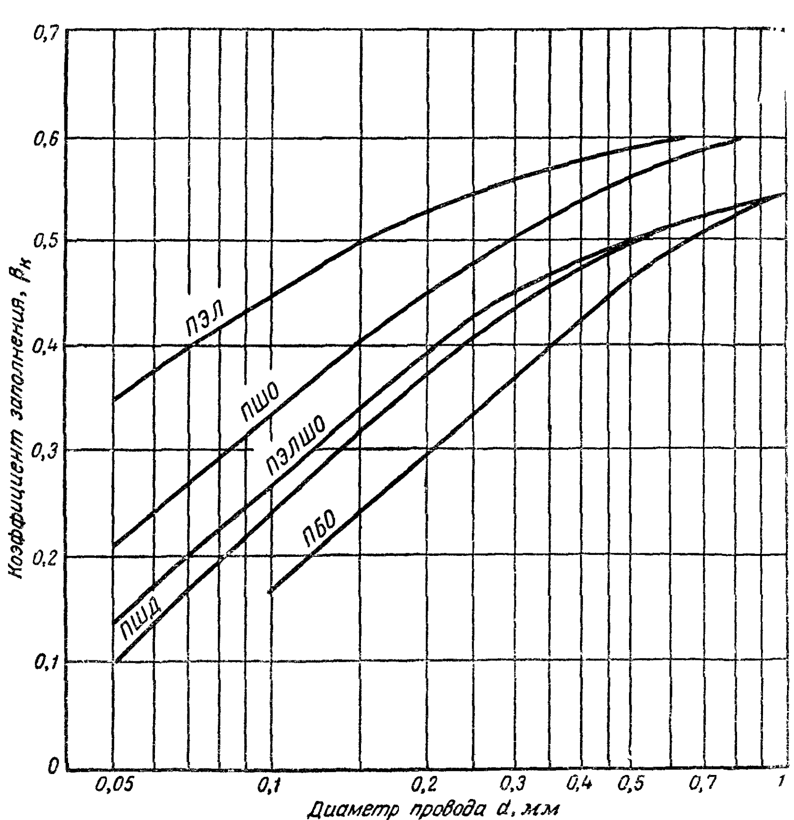


Рис. 27. График для определения коэффициента заполнения $\beta_к$.

$$w = \frac{1,25\, l_к\, h_к\, \beta_к}{d^2}. \qquad (26)$$

Если намотка ведется с прокладками, подставляемую в формулу величину $l_к$ нужно уменьшить на суммарную толщину прокладок.

Изоляционные прокладки. В качестве изоляционных прокладок между обмотками, а также в качестве покровной изоляции верхней обмотки используют пропитанную лаком специальную электротехническую ткань («Хембрик») либо бумагу, пропитанную церезином, воском или лаком. Возможно применение так называемой кабельной бумаги. Количество слоев каждой из этих обмоток и их толщина зависят от величины напряжения обмотки (см. табл. 14).

Таблица 14

Междуобмоточная и покровная изоляция

Действующее напряжение обмотки, *в*	Количество слоев изоляции	Минимальная толщина бумаги, *мм*
<250	2	0,06
250—750	2	0,1
751—1 250	3	0,15
1 251—2 250	4	0,2
2 251—3 000	5	0,2
4 001—3 500	6	0,2
3 501—5 000	8	0,2

Кроме того каждую обмотку из провода в эмалевой изоляции необходимо разделить на части прокладками из пропитанной бумаги. При напряжении обмотки до 20 *в* рекомендуется прокладку делать через каждые три ряда провода, а при больших напряжениях через каждый ряд провода, причем когда напряжение превышает 50 *в*, прокладки должны быть двухслойными. Из соображений механической прочности, толщина междурядовых прокладок должна быть тем больше, чем больше диаметр обмоточного провода. Рекомендуются прокладки следующей толщины:

Диаметр провода, *мм*	Толщина прокладки, *мм*
⩽0,2	0,03—0,05
0,21—1,0	0,06—0,1
1,04—1,74	0,1—0,2
1,81—2,2	0,2—0,3
>2,2	0,3 два слоя

17. Схемы трансформаторов питания

Первичная обмотка трансформатора питания, включаемая в электросеть переменного тока, должна иметь тем большее количество витков (при данном размере сердечника), чем больше напряжение сети. Обычно трансформаторы питания рассчитывают на включение в электросети с номинальными напряжениями 127 и 220 *в*, предусматривая иногда возможность нормальной их работы при напряжении 110 *в*. Для этого первичную обмотку выполняют из нескольких секций (частей), которые соединяют между собой различно, в зависимости от напряжения в электросети (рис. 28 и 29).

Переключатель секций первичной обмотки нередко выполняют в виде октальной ламповой панели. Выводы от секций обмотки под-

паивают к гнездам панели, а в нее вставляется подобная цоколю электронной лампы колодка с попарно накоротко замкнутыми штырьками. При различных номинальных напряжениях питающей электросети колодку вставляют в различных положениях, чем и получают различные комбинации соединения секций первичной обмотки. Иногда переключение секций первичной обмотки трансформатора по схеме на рис. 28 осуществляют перестановкой плавкого предохранителя из одного держателя в другой.

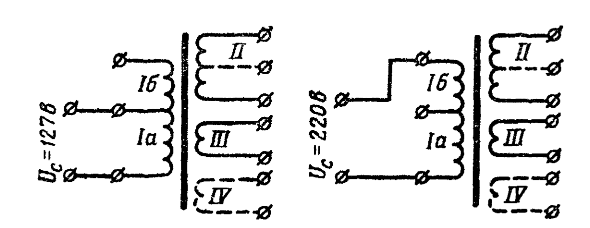


Рис. 28. Схема трансформатора питания с двухсекционной первичной обмоткой при включении его в электросети с напряжениями 127 и 220 *в*.

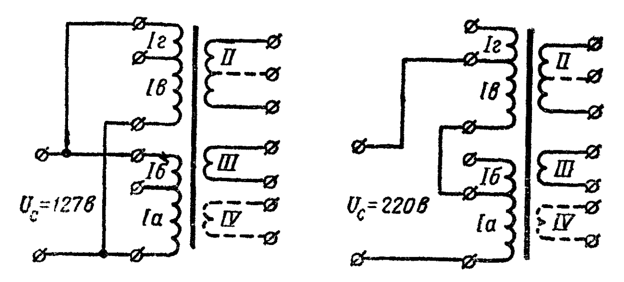


Рис. 29. Схема трансформатора питания с четырехсекционной первичной обмоткой при включении его в электросети с напряжениями 127 и 220 *в*.

Вторичные обмотки. Трансформаторы питания многоламповых радиоприемников и телевизоров могут иметь по нескольку обмоток накала, а также дополнительную обмотку, с которой напряжение поступает на вентили выпрямителя, дающего напряжения фиксированного смещения на управляющие сетки ламп. Иногда напряжение на вентили выпрямителя смещения подают с обмотки накала приемно-усилительных ламп.

Экранирующая обмотка представляет собой один слой изолированного провода между первичной и вторичными обмотками. Один конец экранирующей обмотки соединяют с шасси радиоустройства. Эта обмотка ослабляет помехи, проникающие из электросети в схему приемника через емкость между первичной и вторичными обмотками трансформатора питания.

Роль экранирующей обмотки может выполнять обмотка накала ламп, если намотать ее непосредственно поверх секций первичной обмотки.

18. Расчет трансформаторов питания

Расчет трансформатора каждого данного назначения может быть выполнен в нескольких вариантах, поскольку с одинаковой мощностью и с другими одинаковыми исходными данными можно изготовить трансформаторы, различающиеся по размерам и данным обмоток. Основным требованием к трансформатору небольшой мощности обычно являются возможно меньшие размеры и вес. В радиолюбительских условиях при расчете трансформатора зачастую приходится исходить из наличия сердечника или пластин для его сборки.

Коэффициент полезного действия трансформатора. Электрическая мощность, потребляемая трансформатором из питающей электросети, не полностью отдается нагрузкам, подключенным к его вторичным обмоткам. Поскольку первичная и вторичная обмотки обладают активным сопротивлением, на них имеет место падение напряжения и поэтому часть поступающей в трансформатор электрической энергии расходуется на нагрев этих обмоток. Кроме того, существуют потери энергии магнитного поля в сердечнике трансформатора.

Отношение суммы электрических мощностей, снимаемых со всех вторичных обмоток трансформатора, к мощности, потребляемой трансформатором от электросети, называется коэффициентом полезного действия трансформатора (к. п. д.). Поскольку с увеличением мощности трансформатора относительное падение напряжения на его обмотках и, следовательно, потери в нем уменьшаются, к. п. д. трансформатора возрастает. Правильно сконструированные трансформаторы питания ориентировочно имеют следующие к. п. д. при полной нагрузке:

Мощность, снимаемая с трансформатора, *ва*	Коэффициент полезного действия $\eta_{тр}$
10— 20	0,65—0,75
20— 50	0,70—0,80
50— 100	0,75—0,85
100— 200	0,82—0,88
200— 500	0,85—0,90
500—1 000	0,90—0,95

Габаритная мощность трансформатора. Габаритная мощность трансформатора выражается в вольт-амперах, т. е. является «кажущейся мощностью». Она равна полусумме кажущихся мощностей первичной и всех вторичных обмоток трансформатора. Кажущаяся мощность каждой из обмоток определяется как произведение действующего значения тока в ней в амперах на действующее значение ее э. д. с. в вольтах.

Габаритная мощность трансформатора питания, как видно из самого термина, зависит от его размеров: чем больше полезное сечение сердечника S_c [*см*^{2}] и размеры его окна h_0, l_0 [*см*], тем больше габаритная мощность трансформатора, выполненного на таком сердечнике. Кроме того, габаритная мощность трансформатора с сер-

дечником данных размеров увеличивается с увеличением коэффициента заполнения окна сердечника медью β_o, допустимой амплитуды магнитной индукции B_m [*тл*], частоты питающего тока f [*гц*], плотности тока в обмотках J [$a/мм^2$] и к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}$. Вполне точно габаритная мощность трансформатора питания выражается формулой

$$P_{тр} = 0{,}022\, S_c\, h_o\, l_o\, \beta_o\, B_m\, J \eta_{тр}. \qquad (27)$$

При расчете трансформатора с броневым сердечником из пластин типа Ш при габаритной мощности до 1 000 *ва* и частоте питающего тока 50 *гц* обычно принимают амплитуду магнитной индукции $B_m = 1{,}2$ *тл*. При этом предыдущая формула принимает следующий вид:

$$P_{тр} = 1{,}33\, S_c\, h_o\, l_o\, \beta_o\, J \eta_{тр}. \qquad (27а)$$

В случае применения в трансформаторе пластин типа УШ допускают $B_m = 1{,}35$ *тл* и габаритную мощность определяют по этой же формуле, заменяя коэффициент 1,33 на 1,5. При использовании в трансформаторе питания ленточного витого сердечника допускают $B_m = 1{,}6$ *тл* и в формулу (27а) подставляют коэффициент 1,8.

Величины габаритных мощностей, приводимые в табл. 12 и 13, соответствуют частоте пиающего тока 50 *гц*, плотностям тока J_{40}, указанным в этих же таблицах, и нижеследующим значениям коэффициента заполнения окна медью: для сердечников из пластин Ш16—Ш28, Ш34, Ш35 и УШ-19 — УШ-22, а также для витых сердечников всех размеров $\beta_o = 0{,}25$; для сердечников из пластин Ш32, Ш40 и УШ26 — УШ40 $\beta_o = 0{,}35$.

При увеличении плотности тока габаритная мощность трансформатора увеличивается, однако, как сказано выше, это ведет к увеличению перегрева трансформатора.

Если трансформатор работает на выпрямитель по мостовой схеме или по схеме с удвоением напряжения, то мощность, потребляемая трансформатором из сети при полной нагрузке его вторичных обмоток, примерно равна габаритной мощности. В случае же работы трансформатора на выпрямитель по двухполупериодным схемам, показанным на рис. 3, габаритная мощность трансформатора больше мощности, потребляемой из сети.

Габаритную мощность трансформатора питания вычисляют по формуле

$$P_{тр} = k_{тр}\, E_{II}\, I_{II} + \frac{U_{III}\, I_{III} + U_{IV}\, I_{IV}}{\eta_{тр}}\ [ва]. \qquad (28)$$

В последней формуле все величины токов в амперах. Для схемы двухполупериодного выпрямителя с отводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора питания $k_{тр} = 1{,}7$ и для всех других схем выпрямителей с конденсаторами на входах сглаживающих фильтров $k_{тр} = 1$.

При расчете трансформатора питания для полупроводникового выпрямителя из формулы исключают величины, относящиеся к обмотке накала кенотрона, а при расчете трансформатора для безлампового устройства исключают полностью второй член правой части равенства.

Для трансформатора питания можно применить сердечник, габаритная мощность которого $P_{тр}$ (см. табл. 12 и 13) не менее вы-

численной по формуле (28). Указанные в этих таблицах габаритные мощности $P_{\text{тр}}$ соответствуют плотностям тока J_{40}, приведенным в этих же таблицах. Габаритную мощность можно увеличить на 25%, увеличив настолько же плотность тока. При этом перегрев трансформатора увеличится с 40 до 50 *град*.

Потребляемая из сети мощность переменного тока при двухполупериодном выпрямителе со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора питания определяется по формуле

$$P_{\text{c}} = 1{,}41\, E_{\text{II}}\, I_{\text{II}} + \frac{U_{\text{III}}\, I_{\text{III}} + U_{\text{IV}}\, I_{\text{IV}}}{\eta_{\text{тр}}}\ [\textit{ва}]. \quad (29)$$

Для трансформаторов питания с выпрямителями по всем другим схемам

$$P_{\text{c}} = P_{\text{тр}}. \quad (29\text{а})$$

Токи в секциях первичной обмотки трансформатора вычисляют по формуле

$$I_{\text{I}} = \frac{P_{\text{c}}}{U_{\text{секции}}}\ [a], \quad (30)$$

Для определения величин токов секций *Iа* и *Iб* первичной обмотки по схеме на рис. 28 в знаменатель последней формулы подставляют величины 127 и 220 *в* (очевидно, что при включении трансформатора в электросеть с номинальным напряжением 220 *в* величина тока в секции *Iа* будет равна величине тока в секции *Iб*, т. е. будет меньше расчетной). Для определения токов секций первичной обмотки по схеме на рис. 29 в знаменатель формулы подставляют величину 220 *в*.

Количество витков обмоток трансформатора легко определить, используя данные последних двух граф табл. 12 и 13: $w_{\text{I}}/U_{\text{I}}$ — количество витков первичной обмотки на 1 *в* и $w_{\text{II}}/U_{\text{II}}$ — количество витков вторичной обмотки на 1 *в*. Для трансформатора с первичной обмоткой по схеме на рис. 28 количество витков в ее секции *Iа* и полное количество витков определяются умножением величины $w_{\text{I}}/U_{\text{I}}$ для сердечника выбранного размера соответственно на 127 и 220

Количество витков в секциях *Iа* и *Iв* трансформатора с первичной обмоткой по схеме рис. 29 получают, умножая число в графе $w_{\text{I}}/U_{\text{I}}$ на 110, а количество витков в секциях *Iб* и *Iг* — на 17.

Количество витков обмоток накала вычисляют путем умножения числа $w_{\text{II}}/U_{\text{II}}$ из соответствующей таблицы на величину требуемых напряжений обмоток. Поскольку при расчете включенной на вентили обмотки *II* исходной величиной является не напряжение, а э. д. с., то количество витков этой обмотки определяют путем умножения величины

$$\frac{w_{\text{I}}/U_{\text{I}} + w_{\text{II}}/U_{\text{II}}}{2}$$

на величину E_{II}. При расчете обмотки со средней точкой последняя величина относится к половине обмотки (рис. 3).

П р и м е р   р а с ч е т а. Спроектировать трансформатор питания для радиолы на электронных лампах со следующими данными. Номинальное напряжение питающей электросети 127 или 220 *в*; э. д. с. вторичной обмотки, нагружаемой полупроводниковым выпрямителем по схеме Греца, $E_{II}=240$ *в* при токе $I_{II}=0{,}145$ *a*; напряжение обмотки накала ламп $U_{III}=6{,}3$ *в* при токе $I_{III}=2{,}7$ *a*; окружающая трансформатор температура не более 50° С.

1. Выбираем схему трансформатора, показанную на рис. 29.

2. Принимаем к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0{,}8$.

3. Габаритная мощность трансформатора согласно формуле (28) должна быть не меньше

$$P_{тр}=1\cdot240\cdot0{,}145+\frac{6{,}3\cdot2{,}7}{0{,}8}=56\ \textit{ва}.$$

4. Согласно данным табл. 12 трансформатор с габаритной мощностью 56 *ва* может быть выполнен на сердечнике УШ26×26. Выписываем из упомянутой таблицы необходимые для расчета данные трансформатора на таком сердечнике: $w_I/U_I=4{,}9$ витка на вольт, $w_{II}/U_{II}=5{,}5$ витка на вольт, $J_{40}=2{,}8$ *а/мм²*.

Так как окружающая трансформатор температура не будет превышать 50° С, можно допустить перегрев его на 50 *град* и, следовательно, увеличить плотность тока в обмотках на 25%, т. е. до 3,5 *а/мм²*. При этом максимальная температура обмоток трансформатора будет 50+50=100° С, т. е. не превысит допустимую для обмоточных проводов марки ПЭЛ.

5. Потребляемая нагруженным трансформатором из сети полная мощность согласно формуле (29а) будет численно равна его габаритной мощности, т. е. составит 56 *ва*.

6. Ток в секциях первичной обмотки согласно формуле (30)

$$I_I=\frac{56}{220}=0{,}255\ a.$$

7. Секции *Iа* и *Iв* первичной обмотки трансформатора должны содержать по 4,9·110=539 витков и секции *Iб* и *Iг* — по 4,9·17= =83 витка.

8. Нагруженная на вентили вторичная обмотка должна иметь

$$\frac{4{,}9+5{,}5}{2}\,240=1\,250\ \text{витков}$$

и обмотка накала ламп 5,5 · 6,3=35 витков.

9. Согласно формуле (24) диаметр провода первичной обмотки

$$d_I=1{,}13\sqrt{\frac{0{,}255}{3{,}5}}=0{,}33\ \textit{мм},$$

диаметр провода нагруженной на вентили вторичной обмотки

$$d_{II}=1{,}13\sqrt{\frac{0{,}145}{3{,}5}}=0{,}23\ \textit{мм},$$

диаметр провода обмотки накала

$$d_{III}=1,13\sqrt{\frac{2,7}{3,5}}=1,0\ мм.$$

Диаметры обмоточных проводов в изоляции (внешние диаметры) соответственно будут: $d_{Iиз}=0,37$ *мм*, $d_{IIиз}=0,27$ *мм*, $d_{IIIиз}=$ $=1,1$ *мм*.

10. Экранирующую обмотку можно намотать в виде одного слоя провода такой же толщины, как в первичной обмотке.

11. Размеры окна сердечника УШ26×26: $l_0=17$ *мм* и $h_0=$ $=47$ *мм*. Если толщину каждой из стенок каркаса вместе с зазорами между ними и сердничником принять равной 2 *мм*, то каркас будет иметь такие внутренние размеры: $l_к=13$ *мм*, $h_к=43$ *мм* (см. рис. 26, *а*).

12. Проверяем возможность размещения обмоток на каркасе. В одном ряду первичной обмотки будет $h_к : d_{Iиз}=43:0,37=116$ витков, принимаем 110 витков. Витки каждой из ее секций *Iа* и *Iв* уложатся в 539 : 110=5 рядов, а витки каждой из секций *Iб* и *Iг*, имеющих по 83 витка, образуют по одному ряду. Следовательно, общее число рядов провода первичной обмотки равно 5+5+1+1=12 и они займут по толщине 0,37×12=4,5 *мм*. Между рядами провода секций *Iа* и *Iв* должно быть восемь изоляционных прокладок, общую толщину которых примем равной 0,8 *мм*. Между секциями первичной обмотки должно быть три прокладки, которые займут по толщине всего 0,2×2×3=1,2 *мм*. Итак, первичная обмотка вместе со всеми внутренними прокладками будет иметь толщину 4,5+0,8+1,2= =6,5 *мм*.

В одном ряду вторичной обмотки на напряжение 240 *в* может уместиться $h_к : d_{IIиз}=43:0,27=159$ витков; учитывая неплотность намотки, принимаем 140 витков на ряд. При этом витки этой обмотки уложатся в 1 250 : 40=9 рядов и займут по толщине 0,27×9= =2,5 *мм*. Восемь изоляционных прокладок между рядами займут около 0,5 *мм*. Следовательно, вторичная обмотка на 240 *в* вместе с прокладками будет иметь толщину 3 *мм*.

Обмотка накала ламп, содержащая 35 витков провода с наружным диаметром 1,1 *мм*, очевидно, уложится по длине каркаса в один ряд.

Принимаем толщину междуобмоточной изоляции равной 0,3 *мм*.

Итак, каркас проектируемого трансформатора будет заполненен следующим образом:

Витки первичной обмотки с междуслойными и междусекционными прокладками . . .	6,5 *мм*
Изоляционная прокладка между первичной и экранирующей обмотками	0,3 *мм*
Слой провода экранирующей обмотки . .	0,4 *мм*
Изоляция поверх экранирующей обмотки	0,3 *мм*
Вторичная 240-вольтовая обмотка с междурядовыми изоляционными прокладками . .	3 *мм*
Изоляция между этой обмоткой и обмоткой накала	0,3 *мм*
Витки обмотки накала	1,1 *мм*
Покровная защитная изоляция	0,3 *мм*
Итого	12,2 *мм*

19. Автотрансформаторы питания

Автотрансформаторы применяют в системах питания аппаратуры с электронными лампами. Преимущество автотрансформатора перед трансформатором заключается в том, что при той же величине мощности выпрямленного тока габаритная мощность автотрансформатора и как следствие — его размеры меньше. Объясняется это тем, что в системе с автотрансформатором посредством магнитного поля его сердечника из электросети на вентили передается только часть требуемой мощности, а остальная мощность пе-

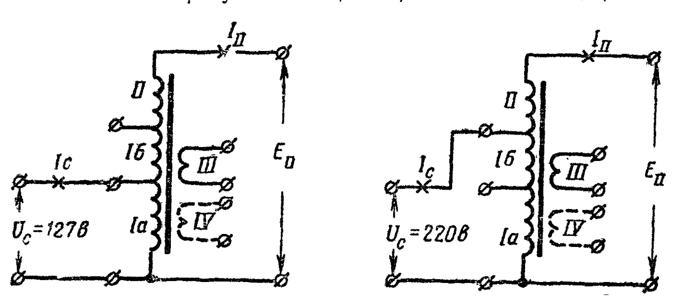


Рис. 30. Схемы включения повышающего автотрансформатора в электросети с напряжениями 127 и 220 *в*.

ременного тока поступает на вентили непосредственно. Потребляемая из сети мощность обычно больше габаритной мощности автотрансформатора.

Две основные схемы автотрансформаторов питания, показанные на рис. 30 и 31, могут быть использованы для выпрямителей по однополупериодной схеме, по мостовой схеме или с удвоением напряжения. Как и в схемах с трансформаторами питания, здесь E_{II} — переменная э. д. с. в цепи вентилей, *III* и *IV* — обмотки накала электронных ламп.

Необходимо иметь в виду, что ни одна из цепей аппаратуры, питаемой с применением автотрансформатора, не должна иметь электрического соединения с землей. Несоблюдение этого условия ведет к перегоранию предохранителей в электросети и может быть причиной повреждения аппаратуры.

Габаритная мощность повышающего автотрансформатора

$$P_{\text{тр}} = k_{\text{тр}} E_{\text{II}} I_{\text{II}} \left(1 - \frac{U_{\text{c}}}{E_{\text{II}}}\right) + \frac{U_{\text{III}} I_{\text{III}} + U_{\text{IV}} I_{\text{IV}}}{\eta_{\text{тр}}}. \qquad (31)$$

Габаритная мощность понижающего автотрансформатора

$$P_{\text{тр}} = k_{\text{тр}} E_{\text{II}} I_{\text{II}} \left(1 - \frac{E_{\text{II}}}{U_{\text{c}}}\right) + \frac{U_{\text{III}} I_{\text{III}} + U_{\text{IV}} I_{\text{IV}}}{\eta_{\text{тр}}}. \qquad (32)$$

Мощность, потребляемая из сети,

$$P_{\text{c}} = k_{\text{тр}} E_{\text{II}} I_{\text{II}} + \frac{U_{\text{III}} I_{\text{III}} + U_{\text{IV}} I_{\text{IV}}}{\eta_{\text{тр}}}. \qquad (33)$$

Коэффициент $k_{тр}$ в формулах (31)—(33) имеет такое же значение, как и в формуле (28). Величины токов всех обмоток здесь должны быть выражены в амперах.

По табл. 12 или 13 выбирают сердечник с габаритной мощностью $P^*_{тр}$ — не менее вычисленной по формуле (31) или (32).

Расчет обмоток повышающего автотрансформатора (рис. 30). Количество витков секции *Iа* получают умножением величины w_I/U_I, соответствующей выбранному типу сердечника согласно табл. 12 или 13, на число 127, количество витков секции *Iб* — умножением величины w_I/U_I на число (220—127) = 93, а количество витков секции *II* — умножением величины w_{II}/U_{II} на число E_{II} — 220 *в*. Количества витков — обмоток накала определяют умножением таб-

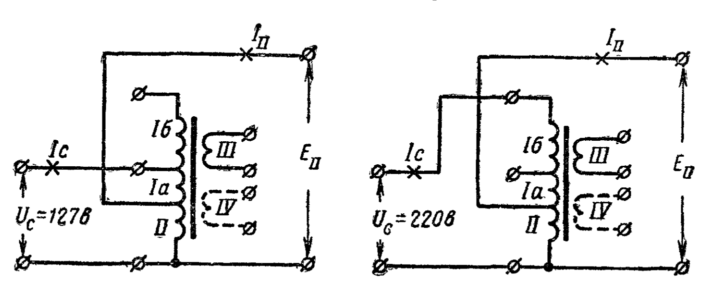


Рис. 31. Схемы включения понижающего автотрансформатора в электросети с напряжениями 127 и 220 *в*.

личной величины w_{II}/U_{II} на напряжение накала ламп. Ток секции *Iа* вычисляют по формуле

$$I_a = \frac{P_c}{127} - I_{II}. \quad (34)$$

Расчетную величину тока в секциях *Iб* и *II* принимают равной величине тока I_{II} (при включении в электросеть с номинальным напряжением 220 *в* величина тока в секции *Iб* будет меньше расчетной). Диаметры проводов обмоток вычисляют по формуле (24) либо с помощью графика, представленного на рис. 25.

Расчет обмоток понижающего автотрансформатора (рис. 31). Количество витков секции *II* получают умножением величины $\frac{w_I/U_I + w_{II}/U_{II}}{2}$, соответствующей выбранному типу сердечника согласно табл. 12 или 13, на э. д. с. E_{II}, количество витков секции *Iа* — умножением табличной величины w_I/U_I на (127—E_{II}) и количество витков секции *Iб* — на число (220—127) = 93. Количество витков обмоток накала определяют умножением табличной величины w_{II}/U_{II} на напряжение накала ламп. Ток секции *II* вычисляют по формуле (34), а также по нижеследующей формуле:

$$I'_{II} = I_{II} - \frac{P_c}{220}, \quad (35)$$

для дальнейшего расчета принимают бо́льшую из полученных величин тока I'_{II}. Величины тока в секциях *Iа* и *Iб* определяют по формуле (30), подставляя в ее знаменатель величины напряжений 127 и 220 *в*. Диаметры проводов обмоток определяют по формуле (24) либо с помощью графика рис. 25.

20. Дроссели сглаживающих фильтров

Существенное отличие режима работы дросселя сглаживающего фильтра от режима трансформатора заключается в том, что по обмотке дросселя протекает ток, имеющий значительную постоянную составляющую. Вследствие этого магнитное поле в сердечнике дросселя также содержит большую постоянную составляющую (постоянное подмагничивание). Это ведет к значительному снижению эффективной магнитной проницаемости материала сердечника вследствие насыщения сердечника. Это явление обычно затрудняет получение требуемой индуктивности дросселя при приемлемых его размерах.

Если в сердечнике дросселя сделать зазор в виде прокладки из картона, бумаги или иного немагнитного изоляционного материала (рис. 22, *в—г* и 23, *б*), то дроссель с необходимой индуктивностью можно получить при существенно меньших размерах сердечника и меньшем количестве витков обмотки.

Конструктивный расчет дросселя. Исходными данными для конструктивного расчета дросселя сглаживающего фильтра выпрямителя являются: его индуктивность $L_ф$ (наименьшее необходимое значение), величина постоянной составляющей тока в обмотке I_0 (если нагрузка переменная — максимальная величина тока) и сопротивление обмотки переменному току r_0.

Путем расчета выбирают тип и размер сердечника дросселя, определяют величину немагнитного зазора в сердечнике $l_з$, количество витков обмотки w и диаметр ее провода d.

Выбор сердечника облегчается тем, что габаритная мощность дросселя находится в простом соотношении с габаритной мощностью трансформатора, которую можно найти по табл. 12 или 13.

Расчет ведут в следующем порядке.

1. По заданным величинам индуктивности $L_ф$ [*гн*] и тока I_0 [*а*] определяют габаритную мощность дросселя по формуле

$$P_{др} = k_{др}\, L_ф\, I_0^2\, [ва], \tag{36}$$

где $k_{др} = 320$ для схем с однополупериодным выпрямлением и $k_{др} = 630$ для схем с двухполупериодным выпрямлением.

2. Выбирают сердечник по табл. 12 или 13, принимая, что в случае однополупериодного выпрямления (частота пульсации 50 *гц*) для дросселя пригоден сердечник с габаритной мощностью $P_{тр} \geqslant \frac{P_{др}}{2}$, а в случае двухполупериодного выпрямления (частота пульсации 100 *гц*) — с габаритной мощностью $P_{тр} \geqslant \frac{P_{др}}{3}$.

3. Проверяют возможность размещения в окне выбранного сердечника обмотки с требуемым сопротивлением постоянному току r_0. Обмотка поместится в окне, если удовлетворяется неравенство

$$\frac{h_о\, l_о\, l_в}{r_0}\left(\frac{J}{I_0}\right)^2 \geqslant 230. \tag{37}$$

Необходимые для подстановки в эту формулу среднюю длину витка обмотки $l_в$ [*см*] и плотность тока J [*а/мм*²] берут из соответствующей таблицы; размеры окна h_0 и l_0 должны быть выражены в сантиметрах. Если неравенство (37) не выполняется, придется применить сердечник большего размера.

4. Количество витков в обмотке дросселя вычисляют по формуле

$$w = w_0 \sqrt{\frac{L_ф l_м}{S_c}}. \qquad (38)$$

Величину w_0, необходимую для подстановки в эту формулу, получают из графика на рис. 32, предварительно вычислив отношение $S_c l_м / L_ф I_0^2$.

5. Диаметр провода обмотки определяют по формуле (24) или пользуясь графиком на рис. 25 по заданной величине постоянной составляющей тока I_0 и плотности тока, взятой из соответствующей таблицы.

6. Толщина немагнитной прокладки в зазоре сердечника

$$l_з = 8 \cdot 10^{-4}\, w I_0 \ [мм]. \qquad (39)$$

Если по расчету получится $l_з \leqslant 0{,}1$ *мм*, то части сердечника собирают встык без прокладки.

При уменьшении I_0 индуктивность дросселя несколько увеличивается.

7. Сопротивление постоянному току обмотки дросселя из медного провода диаметром d [*мм*], содержащей w витков при средней длине витка $l_в$ (см. табл. 12 и 13), находят по формуле

$$r_0 = \frac{k \cdot 10^{-5}\, w l_в}{d^2}, \qquad (40)$$

где k — коэффициент, зависящий от температуры обмотки:

t, °C	k
20	22
40	24
60	26
80	28
100	30
120	32

В табл. 15 приведены готовые конструктивные данные дросселей для сглаживающих фильтров на типовых сердечниках ШЛ с различными индуктивностями $L_ф$ и на различные величины тока I_0.

Вследствие того что фактический диаметр провода может несколько отличаться от номинального, истинное сопротивление обмотки может несколько отличаться от расчетного.

Пример расчета. Определить конструктивные данные дросселя с индуктивностью $L_ф = 4$ *гн* и сопротивлением постоянному току $r_0 = 300$ *ом* для двухполупериодного выпрямителя. Постоянная составляющая тока в обмотке $I_0 = 0{,}06$ *а*, допустимая температура перегрева обмотки 40 *град*.

1. Габаритная мощность дросселя согласно формуле (36)

$$P_{др} = 630 \cdot 4 \cdot 0{,}06^2 = 9{,}1 \ ва.$$

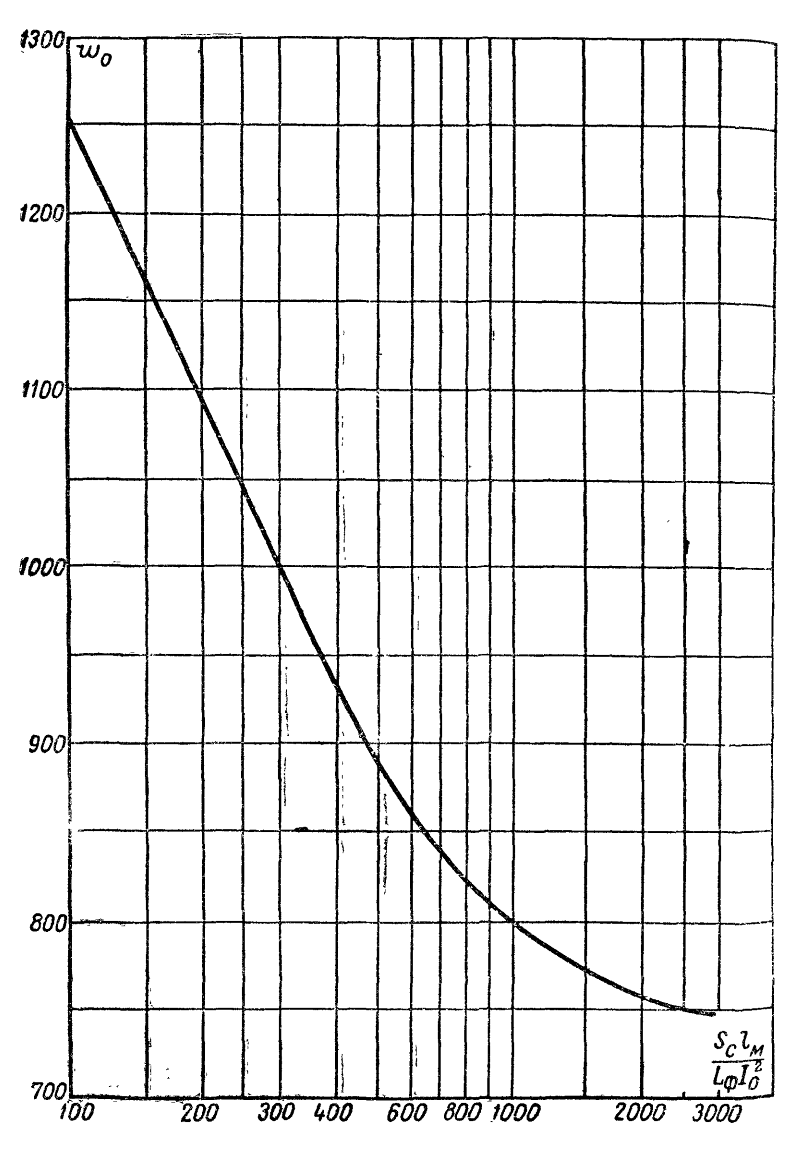


Рис. 32. График к конструктивному расчету дросселя с сердечником из электротехнической стали.

Дроссели для сглаживающих фильтров

$L_ф$, гн	I_0, ма	Сердечник		Обмотка		
		$l \times B$, мм	$l_з$, мм	w	d, мм	r_0, ом
1,0	250	12×20	0,36	1 600	0,31	40
	400	16×25	0,48	1 600	0,41	28
	700	20×32	0,60	1 600	0,59	18
1,2	220	12×20	0,36	1 800	0,29	50
	350	16×25	0,48	1 800	0,38	36
	630	20×32	0,60	1 800	0,55	22
1,6	200	12×20	0,36	2 000	0,27	63
	300	16×25	0,48	2 000	0,35	50
	500	20×32	0,60	2 000	0,51	28
2,0	180	12×20	0,36	2 250	0,25	80
	450	20×32	0,60	2 250	0,47	40
2,5	160	12×20	0,36	2 500	0,23	100
	250	16×25	0,48	2 500	0,33	70
	400	20×32	0,60	2 500	0,44	50
3,1	220	16×25	0,48	2 800	0,31	90
	350	20×32	0,60	2 800	0,41	63
4,0	125	12×20	0,36	3 150	0,21	160
	200	16×25	0,48	3 150	0,29	110
	300	20×32	0,60	3 150	0,38	80
5,0	110	12×20	0,36	3 550	0,2	200
	180	16×25	0,48	3 550	0,27	140
	280	20×32	0,60	3 550	0,35	100
6,3	90	12×20	0,36	4 000	0,18	280
	160	16×25	0,48	4 000	0,25	180
8,0	70	12×20	0,36	4 500	0,16	400
	220	20×32	0,60	4 500	0,33	160
10,3	63	12×20	0,36	5 000	0,15	500
	200	20×32	0,60	5 000	0,31	200
12,5	55	12×20	0,36	5 600	0,14	630
	110	16×25	0,48	5 600	0,21	360
	180	20×32	0,60	5 600	0,29	250
16,0	50	12×20	0,36	6 300	0,13	850
	90	16×25	0,48	6 300	0,2	450
	160	20×32	0,60	6 300	0,27	320
20,0	70	16×25	0,48	7 100	0,18	630
	140	20×32	0,60	7 100	0,25	400
25,0	40	12×20	0,36	8 000	0,12	1 250
	63	16×25	0,48	8 000	0,16	900
	125	20×32	0,60	8 000	0,23	560
30,0	35	12×20	0,36	9 000	0,11	1 600
	55	16×25	0,48	9 000	0,15	1 120

$L_ф$, *гн*	I_0, *ма*	Сердечник		Обмотка		
		$l \times B$, *мм*	$l_з$, *мм*	w	d, *мм*	r_0, *ом*
40,0	30	12×20	0,36	10 000	0,1	2 240
	50	16×25	0,48	10 000	0,14	1 500
	90	20×32	0,60	10 000	0,21	850

Данные этой таблицы заимствованы из книги: Бамдас А. М. и Савиновский Ю. А., Дроссели фильтров радиоаппаратуры, изд-во «Советское радио», 1962.

Следовательно, для дросселя пригоден сердечник, у которого $P_{тр} \geqslant \geqslant \frac{9,1}{3} = 3,1$ *ва*. По табл. 12 выбираем сердечник наименьшего габарита Ш16×20 с площадью окна $l_0 h_0 = 16 \times 24 \approx 380$ *мм*$^2 \approx 3,8$ *см*^{2}, данные которого нижеследующие: $P_{тр} = 18$ *ва*, $S_c = 2,9$ *см*^{2}, $l_м = 10,5$ *см*, $l_в = 12$ *см*, $J_{40} = 3$ *а/мм*^{2}.

2. Проверяем по формуле (37) возможность размещения в окне сердечника Ш16×20 обмотки с заданным сопротивлением $r_0 = 300$ *ом*:

$$\frac{l_0 h_0 l_в}{r_0}\left(\frac{J}{I_0}\right)^2 = \frac{3,8 \cdot 12}{300}\left(\frac{3}{0,06}\right)^2 = 380 > 230.$$

3. Вычисляем отношение $\frac{S_c l_м}{L_ф I_0^2} = \frac{2,9 \cdot 10,5}{4 \cdot 0,06} = 2\,100$. Этой величине согласно кривой на рис. 32 соответствует $w_0 = 755$. Подставляя последнее число в формулу (38) находим количество витков обмотки дросселя:

$$w = 755 \sqrt{\frac{4 \cdot 10,5}{2,9}} = 2\,900 \text{ витков}.$$

4. Диаметр провода обмотки согласно формуле (24)

$$d = 1,13 \sqrt{\frac{0,06}{3}} = 0,16 \text{ мм}.$$

Используя формулу (25), нетрудно убедиться, что обмотка поместится на каркасе в окне сердечника Ш16×20.

5. Толщина немагнитной прокладки в зазоре сердечника согласно формуле (39)

$$l_з = 8 \cdot 10^{-4} \cdot 2\,900 \cdot 0,06 = 0,14 \text{ мм}.$$

6. Сопротивление обмотки постоянному току при нормальной температуре согласно формуле (40)

$$r_0 = \frac{22 \cdot 10^{-5} \cdot 2\,900 \cdot 12}{0,16^2} = 300 \text{ ом}.$$

Глава пятая
СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

21. Классификация стабилизаторов

Величина напряжения всякой электросети в большей или меньшей степени непостоянна, а это вызывает изменения напряжений питания каскадов радиоаппаратуры. Если колебания питающих напряжений велики, то может нарушиться нормальная ее работа. Так, например, снижение питающего напряжения радиовещательного приемника ведет к уменьшению его выходной мощности, к росту нелинейных искажений в воспроизводимой передаче; при дальнейшем уменьшении напряжения в электросети исчезают колебания гетеродина и прием прекращается. При повышении питающего напряжения возможен пробой конденсаторов, недопустимое повышение температуры радиодеталей и другие явления, которые могут привести к выходу аппаратуры из строя. Увеличение или уменьшение величины тока, потребляемого каскадами радиоаппаратуры, также может быть причиной изменения питающего напряжения.

Устойчивость величин питающих напряжений улучшают с помощью стабилизаторов напряжения. Их можно разделить на две основные группы: 1) стабилизаторы напряжения переменного тока, из числа которых наиболее распространены феррорезонансные стабилизаторы, и 2) стабилизаторы напряжения постоянного (выпрямленного) тока: с использованием газоразрядных стабилитронов, полупроводниковых кремниевых диодов (опорные диоды) и транзисторов. Из числа газоразрядных стабилитронов в радиолюбительской практике преимущественно применяются стабилитроны тлеющего разряда.

Стабилизаторы первой группы включают между электросетью и трансформаторами питания или выпрямителями. (Возможно схемное и конструктивное объединение феррорезонансного стабилизатора с трансформатором питания.) Эти стабилизаторы уменьшают величину колебаний напряжения переменного тока, поступающего на трансформаторы и выпрямители, и таким образом повышают устойчивость одновременно всех напряжений питания аппаратуры: напряжения накала, напряжений на анодах и на сетках и т. п.

Стабилизаторы второй группы уменьшают колебания напряжений постоянного тока, поступающих на нагрузки от выпрямителей; такие стабилизаторы вместе с тем эффекивно способствуют сглаживанию пульсаций выпрямленных напряжений.

Стабилизаторы на газоразрядных приборах обеспечивают напряжения повышенной устойчивости с номинальными величинами, начиная от нескольких десятков вольт и выше (при использовании стабилитронов тлеющего разряда наиболее распространенных типов — от 70 до 160 *в* при токах нагрузки не свыше 10—20 *ма*). Эти

стабилизаторы применяют преимущественно для стабилизации анодных и сеточных напряжений задающих генераторов, гетеродинов и других каскадов с электронными лампами, режимы которых важно поддерживать постоянными.

Стабилизаторы на кремниевых стабилитронах позволяют получить напряжения повышенной устойчивости с номинальными величинами от нескольких вольт до нескольких сотен вольт. Эти стабилизаторы используют для стабилизации питающих напряжений постоянного тока как каскадов с транзисторами, так и с электронными лампами.

Необходимо отметить характерную особенность стабилизаторов как на газоразрядных, так и кремниевых стабилитронах: с их помощью нельзя получить любое желаемое напряжение, так как величина стабильного напряжения зависит исключительно от примененного типа стабилизатора. В каждом конкретном случае величину стабилизированного напряжения на нагрузке приходится выбирать исходя из характеристик стабилитронов, выпускаемых промышленностью. При этом необходимо иметь в виду, что у различных экземпляров стабилитронов одного и того же типа величины стабилизируемого напряжения различны. Так, например, если нужно иметь стабилизированное напряжение на нагрузке 9 *в*, то приходится применять либо кремниевый стабилитрон типа Д809, отдельные образцы которого обеспечивают напряжение стабилизации в пределах от 8 до 9,5 *в*, либо типа Д810 с напряжением стабилизации, находящимся в пределах от 9 до 10,5 *в*.

Возможно получение большего напряжения путем последовательного включения полупроводниковых или газоразрядных стабилитронов.

Стабилизаторы напряжения на транзисторах применяют преимущественно для стабилизации относительно больших мощностей постоянного тока, например, напряжений питания всех каскадов транзисторного усилителя низкой частоты, телевизора и т. п.

22. Параметры стабилизаторов

Коэффициент стабилизации напряжения $k_{ст}$ — основной параметр, характеризующий стабилизатор, показывает, во сколько раз он уменьшает колебания величины питающего напряжения. Определяется этот коэффициент путем деления величины относительного приращения напряжения на входе стабилизатора $U_п$ (напряжение, поступающее на стабилизатор) на величину относительного приращения напряжения $U_н$ на выходе стабилизатора (на его нагрузке) при неизменном токе нагрузки, т. е.

$$k_{ст} = \frac{\Delta U_п\,[\%]}{\Delta U_н\,[\%]}, \tag{41а}$$

или

$$k_{ст} = \frac{\Delta U_п\,[в]/U_п\,[в]}{\Delta U_н\,[в]/U_н\,[в]}. \tag{41б}$$

Для стабилизатора напряжения переменного тока (феррорезонансного) $U_п$ соответствует напряжению сети, а $U_н$ — напряжению, поступающему с выхода стабилизатора на трансформатор питания радиоприемника, телевизора или иную нагрузку. Для стабилизатора напряжения постоянного тока $U_п$ соответствует напряжению, полу-

чаемому от выпрямителя, а $U_н$ — напряжению, которое подается со стабилизатора на каскады радиоаппаратуры или иную нагрузку.

Так, например, если напряжение питающей электросети изменяется в пределах ±20% от номинального значения и при этом стабилизатор поддерживает напряжение на нагрузке с точностью ±1%, то $k_{ст}=20$.

Номинальное выходное напряжение $U_н$ — это расчетная величина напряжения улучшенной стабильности, поступающего со стабилизатора на нагрузку. Феррорезонансные стабилизаторы изготавливают с номинальными выходными напряжениями 127 и 220 *в* (стандартные напряжения электросетей переменного тока). Номинальные выходные напряжения параметрических стабилизаторов на газоразрядных или кремниевых приборах, как мы уже говорили, определяются типами последних.

Номинальное входное напряжение $U_п$ феррорезонансного стабилизатора — это номинальное напряжение питающей сети переменного тока, а для стабилизатора напряжения постоянного тока — напряжение, поступающее на него от выпрямителя при номинальном значении напряжения в питающей электросети.

Обычно стабилизатор характеризуют относительными отклонениями величины входного напряжения в сторону увеличения $\delta_в$ и в сторону уменьшения $\delta_н$, при которых сохраняется регламентируемый коэффициент стабилизации напряжения; отклонения эти выражают в виде десятичных дробей (или в процентах). Вместо этого стабилизатор можно характеризовать максимальным $U_{п,макс}$ и минимальным $U_{п,мин}$ значениями входного напряжения, при этом

$$\left.\begin{aligned} U_{п.макс} &= U_п\,(1+\delta_в); \\ U_{п.мин} &= U_п\,(1-\delta_н). \end{aligned}\right\} \quad (42)$$

Кроме того, пользуются величиной

$$\delta_п = \frac{U_{п.макс}}{U_{п.мин}} = \frac{1+\delta_в}{1-\delta_н}. \quad (43)$$

С достаточной для практических целей точностью можно считать, что напряжение на входе стабилизатора напряжения постоянного тока (выпрямленное напряжение) изменяется по величине пропорционально изменениям напряжения в питающей электросети.

Номинальная выходная мощность $P_н$ — это наибольшая мощность на нагрузке стабилизатора, которую он может обеспечить, не перегружаясь при регламентированном коэффициенте стабилизации напряжения.

К. п. д. стабилизатора $\eta_{ст}$ — отношение мощности, потребляемой от стабилизатора нагрузкой, к мощности, поступающей на стабилизатор.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) θ характеризует степень постоянства напряжения на выходе стабилизатора при изменении температуры: определяется этот коэффициент как отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению температуры:

$$\theta = \frac{\Delta U_н}{\Delta t}. \quad (44)$$

Относительный ТКН θ' показывает, на сколько процентов изменяется напряжение на выходе стабилизатора при изменении температуры на 1 *град*. Определяют относительный ТКН по формуле

$$\theta' = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \frac{100}{\Delta t}. \qquad (45)$$

Выходное дифференциальное сопротивление стабилизатора $r_{\text{вых}}$ — параметр, характеризующий влияние изменения тока нагрузки на выходное напряжение стабилизатора; определяется как отношение измеиения выходного напряжения стабилизатора к изменению тока, идущего от стабилизатора на нагрузку, т. е.

$$r_{\text{вых}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}}}. \qquad (46)$$

Так, например, если при увеличении (уменьшении) тока нагрузки стабилизатора на 0,1 *а* напряжение на его выходе уменьшается (увеличивается) на 0,1 *в*, то его выходное дифференциальное сопротивление равно 0,1/0,1 = 1 *ом*.

Основные данные феррорезонансных

Тип стабилизатора	ТСН-170	СНФ-200*	СН-200
Номинальная выходная мощность, *ва*	170	165	200
Номинальные входные напряжения, *в*	127, 220	110, 127, 220	127, 220
Компенсируемые изменения входного напряжения, *в*:			
при номинальном значении 110 *в*	—	70—130	—
при номинальном значении 127 *в*	80—140	80—150	80—140
при номинальном значении 220 *в*	140—240	140—250	140—240
Номинальное стабилизированное выходное напряжение, *в*	220	220	220
Предельное отклонение от номинального выходного напряжения, %	±1	±3	±4
Мощность потерь, *вт*	70	85	50
Размеры стабилизатора, *мм*	335×135×190		310×165×155

* Стабилизатор имеет дополнительные положения переключателя напря- входного напряжения в пределах 90—160 *в*, и «180 *в*», при котором компенси-

Чем меньше выходное сопротивление стабилизатора, тем меньше изменения тока нагрузки влияют на величину напряжения на ней.

23. Феррорезонансные стабилизаторы

Отечественная промышленность выпускает ряд типов феррорезонансных стабилизаторов с различными номинальными мощностями, предназначенных для уменьшения колебания напряжений питания сетевых радиовещательных приемников, телевизоров, магнитофонов и другой радиоаппаратуры. Выходные напряжения этих стабилизаторов изменяются не более чем на $\pm 2 \div 5\%$ от номинальных величин при колебаниях напряжения в электросетях на $\pm 25 \div 30\%$ (см. табл. 16).

Рассмотрим принцип действия феррорезонансного стабилизатора, пользуясь рис. 33. Он представляет собой трансформатор с сердечником особой конструкции. Обмотки расположены на двух стержнях различного сечения. На стержне большего сечения размещается первичная обмотка *I*, к которой подводится напряжение сети. На стержне меньшего сечения расположена вторичная обмотка, с секции *IIа* которой снимается стабилизированное напряжение на на-

Таблица 16

стабилизаторов заводского производства

СТ-200	ФР-220	СН-250	ТСН-250	СН-320	УСН-350
200	220	250	250	300	350
127, 220	110, 127, 220	110, 127, 220	110, 127, 220	110, 220	110, 127, 220
—	85—120	70—120	70—120	90—120	70—130
95—140	95—140	80—140	80—140	—	90—150
170—240	170—240	140—240	140—240	175—240	150—260
215	215	220	127	220	127, 220
±5	±5	±5	±2	±4	+4 —8
60	55	70	70		100
310×210××200	160×195××220		325×160××210		165×210××315

жения питающей электросети: «160 *в*», при котором компенсируются изменения руются измеиеиия входного иапряжения в пределах 100—190 *в*.

грузку. Последовательно с ней соединена добавочная обмотка *III*, находящаяся на среднем стержне. Индуктивность всей вторичной обмотки (секции *IIа* и *IIб*) с емкостью конденсатора *С* образует резонансный контур, настроенный на частоту электросети.

По первичной обмотке протекает ток, создающий насыщение магнитными силовыми линиями стержня малого сечения. Вследствие этого при изменениях тока в первичной обмотке, вызванных изменением напряжения питающей сети, магнитный поток в стержне со вторичной обмоткой почти не изменяется; мало изменяется поэтому и напряжение на этой обмотке. Резонансный контур улучшает стабильность напряжений на этой обмотке.

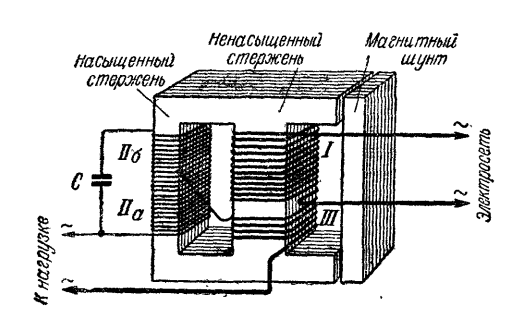


Рис. 33. Феррорезонансный стабилизатор напряжения с отдельной компенсационной обмоткой.

Обмотка *III*, намотанная на стержне большого сечения и включенная последовательно с секцией *IIа* вторичной обмотки, дает на нагрузку напряжение, противоположное по фазе напряжению вторичной обмотки. Поэтому напряжение на нагрузке стабилизатора, равное разности напряжений на секции *IIа* и обмотке *III*, изменяется значительно меньше, чем напряжение в электросети. Обмотка *III* называется компенсационной.

Изменяя зазор между сердечником и магнитным шунтом, устанавливают необходимую степень насыщения магнитными силовыми линиями стержня со вторичной обмоткой и настраивают в резонанс с частотой сети резонансный контур, чем добиваются наилучшей стабильности выходного напряжения.

В стабилизаторах применяют бумажные конденсаторы типов СН и МБГЧ, предназначаемые специально для работы в цепях переменного тока, либо стандартные бумажные конденсаторы типа КБГ-МН.

Схема по рис. 33 использована в стабилизаторах СТ-200 и ФР-220 заводского изготовления.

Устройство других стабилизаторов может быть несколько иным, но принцип их действия такой же. Так, например, феррорезонансные стабилизаторы ТСН-170, ТСН-250, СН-250 представляют собой своеобразные автотрансформаторы (рис. 34): последовательно с секцией вторичной обмотки *IIа* включена секция первичной обмотки *Iа*, используемая вместо компенсационной обмотки.

В резонансный контур стабилизатора ТСН-170 добавлен дроссель (включен последовательно с конденсатором *C*), что улучшает стабильность выходного напряжения.

Во всех практических конструкциях феррорезонансных стабилизаторов первичная обмотка секционирована, что позволяет включать их в электросети с различными номинальными напряжениями.

Вследствие того, что в сердечнике имеет место насыщение, форма кривой выходного напряжения стабилизатора существенно отличается от синусоидальной, т. е. выходное напряжение содержит высшие гармонические частоты. Для улучшения формы кривой выходного выпряжения в некоторых стабилизаторах, например СН-200, параллельно выходным зажимам, включен подавляющий высшие гармоники фильтр, состоящий из последовательно соединенных дросселя с сердечником и группы конденсаторов с бумажным диэлектриком.

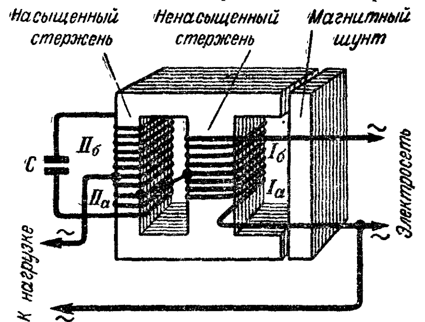


Рис. 34. Феррорезонансный стабилизатор напряжения, в котором часть первичной обмотки используется в качестве компенсационной.

Даже при незначительном отклонении частоты питающей электросети от номинальной (50 *гц*) работа феррорезонансного стабилизатора ухудшается. Поэтому не рекомендуется использование феррорезонансных стабилизаторов в местностях, где частота электросети отличается от стандартной (50 *гц*) или непостоянна.

Не следует применять феррорезонансные стабилизаторы для питания аппаратуры с выпрямителями без трансформаторов и с автотрансформаторами, так как при этом постоянная составляющая выпрямленного тока проходит по обмоткам стабилизатора, создает намагничивание его сердечника, тем самым нарушая нормальную работу стабилизатора.

Феррорезонансные стабилизаторы создают вблизи себя сильные переменные электромагнитные поля, которые могут вызвать значительные помехи радио- и телевизионному приему. Чтобы избежать этого явления, стабилизаторы следует располагать возможно дальше от питаемой аппаратуры.

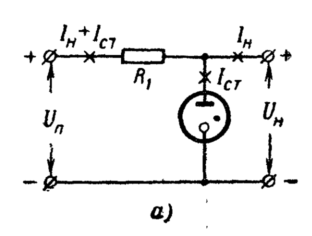
24. Параметрические стабилизаторы

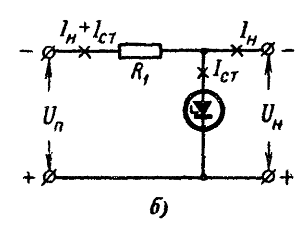
Простейший стабилизатор напряжения постоянного тока представляет собой делитель напряжения, состоящий из двух сопротивлений, одно из которых представляет собой резистор с практически линейной вольт-амперной характеристикой, а другое является нелинейным, в качестве второго используется газоразрядный или полупроводниковый кремниевый стабилитрон (рис. 35).

Такие стабилизаторы называют *параметрическими*, так как действие их основано на изменении параметров стабилитронов. Напряжение на нагрузку снимается с зажимов стабилитрона. При

достаточно большом сопротивлении резистора R_1 и при соответствующем выборе рабочего режима стабилитрона падение напряжения на его зажимах и на нагрузке будет мало зависеть от величины тока через него.

Процессы в газоразрядном стабилитроне. Газоразрядный стабилитрон представляет собой, как известно, наполненный разреженным инертным газом баллон, в котором размещены два электрода: анод и катод. Под действием приложенного к ним напряжения газ в баллоне ионизируется: молекулы газа разделяются на свободные электроны и положительные ионы, которые и образуют ток через стабилитрон. Процесс этот развивается лавинообразно, но последовательно включенный резистор R_1 ограничивает ток через стабилитрон.





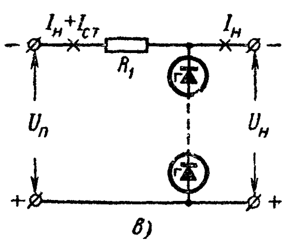


Рис. 35. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения постоянного тока с газоразрядным стабилитроном (*а*), с кремниевыми стабилитронами, работающими на обратной (*б*) и на прямой (*в*) ветвях вольтамперной характеристики.

Особенность схемы с газоразрядным стабилитроном состоит в том, что электрический разряд в газе может начаться только при условии, что напряжение между электродами в момент включения превышает рабочее напряжение стабилизации $U_{ст}$. В паспортах газоразрядных стабилитронов и в справочниках указывают для каждого их типа максимальную величину напряжения «зажигания» $U_з$ см. табл. 17). Когда же тлеющий разряд установится, напряжение на зажимах стабилитрона скачком уменьшается до величины $U_{ст}$ и в дальнейшем в течение всего времени работы почти не изменяется, даже при значительных изменениях величины тока.

Процессы в кремниевом стабилитроне. Если специальный полупроводниковый диод подключить к источнику постоянного тока в обратной полярности (рис. 35, *б*), то при определенном напряжении на его зажимах возникает явление электрического пробоя электронно-дырочного перехода, проявляющееся в лавинном росте тока через него. В этом электрическом режиме при изменении величины тока через диод (стабилитрон) напряжение на зажимах последнего незначительно изменяется.

Последовательно включенный резистор R_1 ограничивает ток пробоя так, что рассеиваемая на электронно-дырочном переходе мощность не вызывает чрезмерного его перегрева. В таком состоянии кремниевый стабилитрон может находиться бесконечно долго. Процесс электрического пробоя является обратимым; он может повторяться множество раз при каждом последующем включении напряжения на стабилитрон.

В отличие от схемы с газоразрядным стабилитроном схема с кремниевым стабилитроном начинает нормально работать немедленно, как только на стабилитрон поступит напряжение величиной $U_{ст}$, т е. пусковое напряжение (напряжение «зажигания») не превышает напряжения стабилизация (см. табл. 18).

Таблица 17

Параметры стабилитронов тлеющего разряда

Тип стабилитрона	$U_з$, не более, *в*	$U_{ст}$,* *в*	$I_{ст}$, *ма*	$r_д$, не более, *ом*	θ, *мв/град***
СГ1П	180	145—160	5—30	140	—
СГ2П	133	104—112	5—30	100	—
СГ2С	105	70—81	5—40	260	—
СГ3С	127	105—112	5—40	120	—
СГ4С	180	145—160	5—30	220	—
СГ5БВ	180	142—157	5—10	220	—
СГ13П	175	143—155	5—30	140	—
СГ15П-1	160	103—111	5—30	120	—
СГ16П	150	80—86	5—30	120	±8
СГ20Г	135	85—91	4—15	230	—4
СГ202Б	135	81—86	1,5—5	1 300	—6
СГ203К	150	79—86	1—10	230	—4

* Дрейф напряжения стабилизации при постоянной температуре окружающей среды не превышает 200 *мв* у стабилитронов СГ16П и СГ202Б за 20 *ч* работы, а у стабилитронов СГ15П-1, СГ20Г и СГ203К — за 50 *ч* работы.

** Приводимые величины температурного коффициента относятся к температуре от 20° С и выше.

Заметим, что стабилизация напряжения возможна и при прямом включении кремниевого диода в схему. При этом используется свойство электронно-дырочного перехода, заключающееся в том, что прямое падение напряжения на нем практически постоянно в широком диапазоне токов через диод. В этом случае величина стабилизируемого напряжения равна прямому падению напряжения на диоде, которое для различных экземпляров кремниевых плоскостных диодов лежит в пределах 0,7—0,8 *в*. Для получения стабилизированного напряжения большей величины диоды соединяют последовательно (рис. 35, *в*). Такое включение диодов часто применяют, когда требуется стабилизированное напряжение порядка 3—4 *в*.

При прямом включении можно использовать не только специальные опорные диоды, но и другие кремниевые диоды, например Д202—Д205, Д206—Д211, Д226—Д226В. Величина тока через диоды этих типов должна находиться в пределах 5—20 *ма*. Динамическое сопротивление диодов Д808—Д813 и Д202—Д205, включенных в

Таблица 18

Параметры полупроводниковых стабилитронов

Тип диода	$U_{ст}^{\Delta}$, *в*	$I_{ст.мин}$, *ма*	$I_{ст.ном}$, *ма*	$I_{ст.макс}$, *ма*		$r_д$ не более, *ом*		$\theta'_{макс}$, %/*град*
				при $t_c \leqslant$ $\leqslant 50°$ C□	при $t_c =$ $=120°$ C*	при $I_{ст.ном}$	при 0,2 $I_{ст.ном}$	
Д808	7,7	1	5	33	8,0	6	12	0,07
Д809	8,7	1	5	29	7,5	10	18	0,08
Д810	9,8	1	5	26	6,5	12	25	0,09
Д811	11,0	1	5	23	6,0	15	30	0,095
Д813	12,7	1	5	20	5,0	18	35	0,095
Д814 А	7,7	1	5	40	—	6	12	0,07
Д814Б	8,7	1	5	36	—	10	18	0,08
Д814В	9,8	1	5	32	—	12	25	0,09
Д814Г	11,0	1	5	29	—	15	30	0,095
Д814Д	12,7	1	5	24	—	18	35	0,095
Д815А, Д815АП	5,6	50		1 400	—	0,6	—	0,045
Д815Б, Д815БП	6,8	50		1 100	—	0,8	—	0,05
Д815В, Д815ВП	8,2	50		950	—	1,0	—	0,07
Д815Г, Д815ГП	10	25		800	—	1,8	—	0,08
Д815Д, Д815ДП	12	25		650	—	2,0	—	0,09
Д815Е, Д815ЕП	15	25		550	—	2,5	—	0,10
Д815Ж, Д815ЖП	18	25		450	—	3,0	—	0,11
Д816А, Д816АП	22	10		230	—	7,0	—	0,12
Д816Б, Д816БП	27	10		180	—	8,0	—	0,12
Д816В, Д816ВП	33	10		150	—	10	—	0,12
Д816Г, Д816ГП	39	10		130	—	12	—	0,12
Д816Д, Д816ДП	47	10		110	—	15	—	0,12
Д817А, Д817АП	56	5		90	—	35	—	0,14
Д817Б, Д817БП	68	5		75	—	40	—	0,14
Д817В, Д817ВП	82	5		60	—	45	—	0,14
Д817Г, Д817ГП	100	5		50	—	50	—	0,14
СК1 5,6/1000	5,6	50	1 000	950	300	0,5	0,8	0,045
СК1 6,8/1000	6,8	50	1 000	950	300	0,8	1,5	0,05
СК1 8,2/1000	8,2	50	1 000	950	300	1,0	2,0	0,07
СК1 10/200	10	30	500	420	150	1,5	2,5	0,08
СК1 12/500	12	30	500	420	150	1,8	3,0	0,09
СК1 15/500	15	30	500	420	150	2,2	3,5	0,10

Тип диода	$U^{\Delta}_{ст}$, *в*	$I_{ст.мин}$, *ма*	$I_{ст.ном}$, *ма*	$I_{ст.макс}$, *ма*		$r_д$ не более, *ом*		$\theta'_{макс.}$ %, *град*
				при $t_c \leqslant 50°$ C	при $t_c = 120°$ C	при $I_{ст.ном}$	при $0{,}2\ I_{ст.ном}$	
СК1 18/500	18	30	500	420	150	3,0	4,5	0,11
СК1 22/150	22	10	150	140	45	4,5	7,0	0,11
СК1 24/150	24	10	150	140	45	6,0	8,5	0,12
СК1 28/150	28	10	150	140	45	8,0	12	0,12
СК1 30/150	30	10	150	140	45	10	30	0,12
СК1 36/150	36	10	150	140	45	12	45	0,12
СК1 43/150	43	10	150	140	45	14	60	0,12
СК1 51/150	51	10	150	140	45	25	70	0,12
СК1 62/50	62	5	50	47	15	30	80	0,14
СК1 75/50	75	5	50	47	15	35	100	0,14
СК1 91/50	91	5	50	47	15	40	100	0,14
СК1 110/50	110	5	50	47	15	45	110	0,14
СК1 120/50	120	5	50	47	15	50	112	0,14
СК1 150/50	150	5	50	47	15	55	150	0,15
СК1 180/50	180	5	50	47	15	60	150	0,15
СК1 220/25	220	5	25	24	7	80	300	0,15
СК1 270/25	270	5	25	24	7	110	400	0,15
СК1 300/25	300	3	25	24	7	150	500	0,15
СК2 5,6/2000	5,6	100	2 000	1 900	600	0,5	0,7	0,045
СК2 6,8/2000	6,8	100	2 000	1 900	600	0,7	1,2	0,05
СК2 8,2/2000	8,2	100	2 000	1 900	600	0,8	1,8	0,07
СК 10/1000	10	50	1 000	950	300	1,0	2,2	0,08
СК2 12/1000	12	50	1 000	950	300	1,5	2,5	0,09
СК2 15/1000	15	50	1 000	950	300	2,0	3,0	0,10
СК2 18/700	18	40	700	660	200	2,5	3,5	0,11
СК2 22/300	22	30	300	280	90	3,5	5,0	0,12
СК2 24/300	24	30	300	280	90	4,0	6,0	0,12
СК2 28/300	28	30	300	280	90	5,0	8,0	0,12
СК2 30/300	30	30	300	280	90	8,0	25	0,12
СК2 36/300	36	30	300	280	90	9,0	30	0,12
СК2 43/300	43	30	300	280	90	10	35	0,12
СК2 51/200	51	20	200	190	60	12	45	0,12
СК2 62/200	62	20	200	190	60	25	60	0,14
СК2 75/100	75	10	100	95	30	30	80	0,14
СК2 91/100	91	10	100	95	30	35	90	0,14
СК2 110/100	110	10	100	95	30	45	100	0,14
СК2 120/100	120	10	100	95	30	50	100	0,14
СК2 150/100	150	10	100	95	30	55	120	0,14
СК2 180/100	180	10	100	95	30	70	200	0,15
СК2 220/50	220	5	50	47	15	80	300	0,15

Тип диода	$U^{\Delta}_{ст}$, *в*	$I_{ст.мин}$, *ма*	$I_{ст\ ном}$, *ма*	$I_{ст.макс}$, *ма*		$r_Д$ не более, *ом*		$\theta'_{макс}$, %/*град*
				при $t_c \leqslant 50°$ С□	при $t_c = 150°$ С*	при $I_{ст.ном}$	при $0{,}2\ I_{ст.ном}$	
СК2 270/59	270	5	50	47	15	100	350	0,15
СК2 300/50	300	5	50	47	15	120	450	0,15

Δ Указаны номинальные напряжения стабилизации; фактическая величина напряжения стабилизации может отличаться не более чем на ±10%.

□ Для диодов серии Д814А—Д814Д при температуре окружающей среды $t_c \leqslant 30°$ С; для диодов серии Д815А—Д817Г при температуре корпуса до 75° С; для диодов серии СК1—СК2. при температуре окружающей среды $t_c \leqslant 50°$ С, при условии монтажа на алюминиевых пластинчатых радиаторах размером 90×90×2 *мм* и естественном воздушном охлаждении. При работе диодов серии СК1—СК2 без радиаторов ток стабилитрона необходимо снижать на 40%.

* Для диодов серии СК1—СК2 на радиаторах с указанными в предыдущем примечании размерами при температуре окружающей среды $t_c \leqslant 90°$ С.

прямом направлении, имеет величину около 2 *ом* при токе 20 *ма*, около 4 *ом* при токе 10 *ма* и около 8 *ом* при токе 5 *ма*.

Применение селеновых элементов. Для стабилизации малых напряжений применяют также селеновые выпрямительные элементы малого размера (например, 7ГЕ2А), включая их в проводящем направлении. При токах порядка номинальных величин (для вентилей, обозначения которых начинаются с цифры 7 величина тока 6 *ма*) напряжение стабилизируется на уровне 0,4—0,6 *в* в расчете на каждый из соединенных последовательно селеновых элементов.

Работа схемы. Процесс стабилизации напряжения связан с изменением соотношения величин токов в нагрузке и через стабилитрон. Как ясно из рис. 35, величина тока через резистор R_1 равна арифметической сумме величин тока нагрузки $I_н$ и тока через стабилитрон $I_{ст}$. Вызванное повышением питающего напряжения $U_п$ даже небольшое увеличение напряжения на стабилитроне немедленно ведет к увеличению тока через него и суммарного тока через резистор R_1. В результате падение напряжения на резисторе увеличивается почти на такую же величину, на какую возросло питающее напряжение, а величина напряжения на стабилитроне и на нагрузке изменяется незначительно.

При снижении величины питающего напряжения относительно меньшее уменьшение напряжения на стабилитроне сопровождается уменьшением тока через него и тока через резистор R_1. Падение напряжения на последнем уменьшается почти на такую же величину, на какую снизилось питающее напряжение. В результате напряжение на нагрузке изменяется на относительно небольшую величину.

Подобным же образом достигается стабилизация напряжения на нагрузке при изменении тока через нее. Как известно, во всякой схеме увеличение тока нагрузки ведет к некоторому снижению напряжения на ней, а уменьшение тока нагрузки к повышению напряжения. Это объясняется наличием внутреннего сопротивления

источника напряжения. В схемах на рис. 35 увеличение тока нагрузки и вызванное этим снижение напряжения на ней сопровождается некоторым снижением напряжения на стабилитроне. При этом ток через стабилитрон уменьшается почти на такую же величину, на какую возрос ток нагрузки. Уменьшение тока нагрузки и повышение напряжения на ней ведут к такому же увеличению напряжения на стабилитроне. В последнем случае увеличение тока через стабилитрон почти равно уменьшению тока нагрузки. В результате как в том, так и в другом случае величина тока через резистор R_1 изменяется мало и при неизменном напряжении питания напряжение на нагрузке также изменяется лишь на небольшую величину.

При изменениях питающего напряжения и тока нагрузки напряжение на ней тем стабильнее, чем меньше динамическое сопротивление стабилитрона. В схемах по рис. 35 это сопротивление по отношению к нагрузке является внутренним (выходным) сопротивлением источника питания, если считать, что последний образован истинным источником питания (батарея, выпрямитель) в совокупности со стабилизатором напряжения.

Коэффициент стабилизации напряжения схем на рис. 35 определяется по формуле

$$k_{\text{ст}} = \frac{R_1 U_{\text{н}}}{m r_{\text{д}} U_{\text{п}}}. \quad (47)$$

Из этой формулы непосредственно следует, что с увеличением сопротивления резистора R_1 коэффициент стабилизации напряжения увеличивается; однако при этом увеличивается и падение напряжения на резисторе. Следовательно, получение того же выходного напряжения с лучшей стабильностью может быть достигнуто ценой повышения входного напряжения стабилизатора. Практически целесообразно иметь отношение $U_{\text{п}}/U_{\text{н}} = 1{,}5—3$; при этом можно получить $k_{\text{ст}}$ порядка 10—30. При больших соотношениях входного и выходного напряжений существенного выигрыша в величине $k_{\text{ст}}$ не получается, но к. п. д. стабилизатора делается очень низким.

Увеличение выходного тока путем параллельного включения газоразрядных стабилитронов неосуществимо вследствие различия напряжения зажигания отдельных экземпляров стабилитронов одного и того же типа. При включении питающего напряжения на параллельно соединенные стабилитроны начинается разряд в стабилитроне с меньшим напряжением зажигания. После этого напряжение на обоих стабилитронах упадет до величины $U_{\text{ст}}$, которая недостаточна для зажигания второго стабилитрона, т. е. последний не включится в работу.

Параллельное же соединение полупроводниковых стабилитронов не осуществляют потому, что вследствие различия их сопротивлений ток распределится между ними неравномерно. В результате этого стабилитрон (диод) с меньшим сопротивлением окажется перегруженным и стабилизатор будет ненадежен в работе.

Сглаживание пульсаций стабилитроном. Благодаря тому, что стабилизатор напряжения на газоразрядном или кремниевом стабилитроне способен реагировать даже на быстрые изменения подводимого напряжения, т. е. является системой почти безынерционной, он эффективно сглаживает пульсации этого напряжения. Коэффициент сглаживания пульсаций стабилизатора близок по величине к коэффициенту стабилизации.

Температурная стабильность выходного напряжения. Кремниевые стабилитроны широкого применения на работе на обратной ветви вольт-амперной характеристики имеют положительный температурный коэффициент напряжения, т. е. при повышении температуры выходное напряжение стабилизатора несколько увеличивается, а при понижении уменьшается. Однако изменения эти относительно невелики: при использовании в стабилизаторах опорных диодов с напряжением величиной $U_{ст}<15$ *в* изменение температуры на каждые 10 *град* вызывают изменение выходного напряжения на величину менее одного процента. Выходные напряжения стабилизаторов с опорными диодами на большие напряжения в тех же условиях изменяются не более, чем на 1,5%. При питании радиолюбительской аппаратуры такие изменения часто вполне допустимы.

Таблица 19

Стабилитроны Д818А — Д818Е

Тип стабилитрона	Допустимое отклонение $U_{ст}$, %	Среднее значение ТКН θ', %/*град*
Д818А	+15	+0,02
Д818Б	—15	—0,02
Д818В	±10	±0,01
Д818Г	±5	±0,005
Д818Д	±5	±0,002
Д818Е	±5	±0,001

Температурный коэффициент напряжения стабилизаторов с кремниевыми диодами при их прямом включении отрицателен и имеет величину около — 2 *мв/град.*

Газоразрядные стабилитроны чаще всего имеют отрицательный ТКН, хотя у некоторых их типов ТКН принимает положительное либо отрицательное значение в зависимости от температуры окружающей среды. Величина напряжения на стабилитроне тлеющего разряда обычно изменяется не более чем на 0,1 *в* при изменении температуры окружающей среды на каждые 10 *град.*

Влияние температуры на величину напряжения на нагрузке стабилизатора можно уменьшить, включая последовательно с основными диодами (диодом) дополнительные диоды в проводящем направлении Поскольку при включении диодов в обратном направлении ТКН положителен, а при включении в прямом направлении отрицателен, то общий ТКН цепочки диодов получается по абсолютной величине меньшим каждого из диодов в отдельности. Однако при этом уменьшается коэффициент стабилизации напряжения и возрастает величина выходного сопротивления стабилизатора.

Получить ТКН меньшей величины, чем при использовании серийных кремниевых стабилитронов типа Д809 или Д814Б, при динамическом сопротивлении $r_д \leqslant 18$ *ом* можно, применяя термокомпенсированные кремниевые стабилитроны типа Д818А—Д818Е, имеющие следующие основные данные: номинальное напряжение стабилизации $U_{ст}=9$ *в*, $I_{ст.макс}=33$ *ма* (при температуре до 50° С), $I_{ст.мин}=3$ *ма*. Допускаемые отклонения от номинального напря-

жения стабилизации и температурные относительные коэффициенты напряжения θ' этих стабилитронов указаны в табл. 19.

Стабилитроны Д818А—Д818Е применяют в устройствах питания точной измерительной аппаратуры. Широкого распространения в радиоэлектронной аппаратуре они еще не получили, так как выпуск их пока ограничен.

25. Расчет схем на стабилитронах

Исходными данными для расчета стабилизатора напряжения являются:

1. Величина стабилизированного напряжения на нагрузке $U_н$.
2. Предельные величины тока нагрузки $I_{н.мин}$ и $I_{н.макс}$.
3. Наибольшие ожидаемые отклонения напряжения питания от его номинальной величины $\delta_н$ и $\delta_в$.

Кроме того, может быть задана номинальная величина напряжения, поступающего на стабилизатор от выпрямителя $U_п$.

Расчетом можно определить:

1. Номинальную величину напряжения $U_п$, поступающего на стабилизатор от выпрямителя (если она не задана).
2. Сопротивление резистора R_1.
3. Максимальную величину рассеиваемой на резисторе мощности R_R.
4. Коэффициент стабилизации напряжения $k_{ст}$.
5. Выходное сопротивление стабилизатора $r_{вых}$.

В связи с тем, что радиолюбители обычно имеют возможность применять в своих конструкциях стабилитроны относительно ограниченного ассортимента, расчет удобнее вести исходя из предельно-допустимых режимов и параметров того или иного конкретного типа стабилитрона. В этих условиях один из важнейших параметров проектируемого устройства — коэффициент стабилизации напряжения $k_{ст}$ приходится определять расчетом, исходя из технических данных стабилитрона, стремясь при этом получить, естественно, возможно большую величину $k_{ст}$.

Тип стабилитрона выбирают в первую очередь исходя из того, что его номинальное напряжение стабилизации $U_{ст}$ должно быть возможно ближе к требуемой величине напряжения на нагрузке $U_н$. Из табл. 16 или 17 выписывают динамическое сопротивление выбранного стабилитрона и предельные значения тока через него.

При токе величиной $I_{ст\,макс}$ рассеиваемая на кремниевом стабилитроне мощность достигает предельного значения, регламентируемого техническими условиями на стабилитрон. Из соображений эксплуатационной надежности аппаратуры полупроводниковый прибор должен обязательно работать в режимах ниже предельных. Кроме того, нужно иметь в виду, что при неблагоприятном сочетании допусков на отклонения номинальных величин напряжения стабилизации $U_{ст}$ и сопротивления резистора R_1, когда питающее напряжение приближается к верхнему пределу, а величина тока нагрузки к нижнему пределу, величина тока через стабилитрон $I_{ст}$ может оказаться больше расчетной и рассеиваемая на стабилитроне мощность превысит допустимую величину. Вследствие этого параметры стабилитрона могут необратимо измениться и он может выйти из строя.

Учитывая изложенное, рекомендуется принимать при расчете наибольшее рабочее значение тока стабилитрона не более — 0,8 от

указанной в таблице величины $I_{ст,макс}$. Это рабочее значение тока через стабилитрон будем обозначать $I^*_{ст.макс}$.

При указанных в табл. 18 величинах тока $I_{ст.мин}$, регламентированных техническими условиями, динамическое сопротивление стабилитрона существенно увеличивается по сравнению с величиной $r_д$, соответствующей номинальному току стабилизации; так, например, у наиболее распространенных маломощных стабилитронов Д808—Д813 и Д814А—Д814Д сопротивление $r_д$ увеличивается примерно вдвое. Рост $r_д$ ухудшает стабильность выходного напряжения в режиме наибольших величин тока нагрузки и при значениях напряжения питающей сети приближающихся к нижнему пределу. Чтобы эти явления влияли на работу стабилизатора по возможности меньше, минимальное рабочее значение тока через кремниевый стабилитрон $I^*_{ст.мин}$ рекомендуется принимать при расчете в 3—5 раз больше величины $I_{ст,мин}$. При этом изменения величины динамического сопротивления стабилитрона во всем рабочем диапазоне токов практически можно не учитывать.

Вместе с тем при расчете стабилизатора необходимо учитывать, что чем большей величиной $I^*_{ст,мин}$ и чем меньшей величиной $I^*_{ст.макс}$ будем задаваться при расчете, тем больше потребуется величина напряжения $U_п$.

Расчет стабилизатора на кремниевом стабилитроне и на стабилитроне тлеющего разряда осуществляют в следующем порядке:

1. Проверяют пригодность стабилитрона выбранного типа при заданных пределах тока нагрузки и колебаниях питающего напряжения. Если величина $U_п$ задана, то вычисляют максимальное рабочее значение тока через стабилитрон по формуле

$$I^*_{ст.макс} = \frac{U_п (1 + \delta_в) - U_н}{U_п (1 - \delta_н) - U_н} \left(I^*_{ст.мин} + I_{н.макс}\right) - I_{н.мин}. \quad (48а)$$

Когда же величина $U_п$ не задана, то, принимая $I^*_{ст.макс} \leqslant 0,8\ I_{ст.макс}$, проверяют выполнение неравенства

$$\left(I^*_{ст.макс} + I_{н.мин}\right)\left(1 - \delta_н\right) - \left(I^*_{ст.мин} + I_{н.макс}\right)\left(1 + \delta_в\right) > 0. \quad (48б)$$

Если полученная по формуле (48а) величина $I^*_{ст.макс} > 0,8\ I_{ст,макс}$ или не выполняется неравенство (48б) и нет возможности применить более мощный стабилитрон, то следует рассмотреть возможность несколько изменить исходные данные, например, задаться меньшими значениями $\delta_н$, $\delta_в$, уменьшить $I_{н.макс}$ или увеличить $I_{н\ мин}$.

В тех случаях, когда ток нагрузки в процессе работы стабилизатора изменяться не должен и при этом нагрузка не будет отключаться, при расчете по формуле (48а) или (48б) принимают $I_{н.макс} = I_{н,мин}$. Когда же предусматривается возможность отключения нагрузки (режим холостого хода стабилизатора), например при проектировании стабилизатора, предназначенного для экспериментальных работ, то во избежание повреждения стабилитрона в этом режиме чрезмерно большим током нужно в формулы подставлять значение $I_{н\ мин} = 0$.

2. Номинальную величину напряжения, которое должен давать выпрямитель, вычисляют по формуле

$$U_{п}=U_{н}\frac{\left(I^{*}_{ст.макс}+I_{н.мин}\right)-\left(I^{*}_{ст.мин}+I_{н.макс}\right)}{\left(I^{*}_{ст.макс}+I_{н.мин}\right)\left(1-\delta_{н}\right)-\left(I^{*}_{ст.мин}+I_{н.макс}\right)\left(1+\delta_{в}\right)}. \quad (49)$$

3. Сопротивление резистора вычисляют по формуле

$$R_1=\frac{U_{п}\left(\delta_{в}+\delta_{н}\right)\cdot 10^3}{\left(I^{*}_{ст.макс}+I_{н.мин}\right)-\left(I^{*}_{ст.мин}+I_{н.макс}\right)}. \quad (50)$$

Величина сопротивления получается в омах, если токи выразить в миллиамперах.

4. При расчете схемы на газоразрядном стабилитроне проверяют соблюдение неравенства:

$$U_{п}\left(1-\delta_{н}\right)>U_{з}\left(\frac{R_1\, I_{н.макс}}{U_{н}}+1\right). \quad (51)$$

Если неравенство это не выполняется, то, значит, зажигание стабилитрона при включении не будет обеспечено и нужно увеличить входное напряжение

5. Вычисляют рассеиваемую на резисторе максимальную мощность по формуле

$$P_R=\frac{\left[U_{п}\left(1+\delta_{в}\right)-U_{н}\right]^2}{R_1} \quad (52)$$

и выбирают резистор с ближайшей большей номинальной мощностью рассеивания.

6. Определяют коэффициент стабилизации напряжения по формуле (47).

7. Выходное сопротивление стабилизатора

$$r_{вых}=r_{д}\, m. \quad (53)$$

Коэффициент сглаживания пульсаций, обеспечиваемый схемой со стабилитроном, близок по величине к $k_{ст}$.

Каскадное включение диодных стабилизаторов. Коэффициенты стабилизации и сглаживания можно увеличить, применяя каскадное (последовательное) соединение стабилизаторов (выход одного стабилизатора соединяется со входом последующего). При этом входное напряжение последующего стабилизатора принимают равным выходному напряжению $U_{н}$ предыдущего. Общий коэффициент стабилизации напряжения такой системы равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных ее каскадов. Так как к. п. д. подобной системы очень низок, то ее применяют только в крайних случаях, например, для питания измерительных установок, от которых требуется высокая точность.

Пример расчета Рассчитать стабилизатор напряжения со следующими данными: $U_{н}=10$ *в*, изменение тока нагрузки в пределах от $I_{н.мин}=0$ до $I_{н.макс}=10$ *ма*, номинальное напряжение на выходе выпрямителя $U_{п}=26$ *в*, предельные отклонения этой величины от —15 до +10%, т. е. $\delta_{н}=0{,}15$ и $\delta_{в}=0{,}1$. Температура окружающей среды не более 50° С.

1. Пригодным для применения в данной схеме может быть стабилитрон типа Д810, для которого согласно табл. 18 среднее значение $U_{ст}=9,8$ *в*, $r_д \leqslant 12$ *ом* и $I_{ст.макс}=26$ *ма* при температуре до 50° С. Принимаем для расчета $I^*_{ст.мин}=3$ *ма*.

2. По формуле (48а) находим максимальное значение тока через стабилитрон:

$$I^*_{ст.макс}=\frac{26\,(1+0,1)-9,8}{26\,(1-0,15)-9,8}\,(3+10)-0=20\ ма,$$

т. е. по величине допускаемого максимального значения тока $I^*_{ст.макс}=20<0,8\ I_{ст.макс}=21$ *ма* стабилитрон Д810 удовлетворяет нашим требованиям.

3. Сопротивление резистора согласно формуле (50)

$$R_1=\frac{26\,(0,1+0,15)\,10^3}{(20+0)-(3+10)}=925\ ом.$$

Целесообразно включить последовательно два резистора по 470 *ом*. При этом получим номинальное сопротивление 470×2= =940 *ом*, отличающееся от расчетной величины только на 1,5%.

4. Согласно формуле (52) рассеиваемая резистором мощность может достигать величины

$$P_R=\frac{[26\,(1+0,1)-9,8]^2}{940}=0,38\ вт.$$

Такую мощность могут рассеять два резистора ВС-0,25 или МЛТ-0,25.

5. Коэффициент стабилизации напряжения согласно формуле (47)

$$k_{ст}=\frac{9,8\cdot 940}{1\cdot 26\cdot 12}=30.$$

6. Выходное сопротивление стабилизатора согласно формуле (53)

$$r_{вых}=1\cdot 12=12\ ом.$$

Расчет каскадного стабилизатора. Расчет такого стабилизатора начинают с каскада, к которому непосредственно подключена нагрузка, при этом задаются входным напряжением этого каскада, равным напряжению $U_{ст}$ стабилитрона с некоторой большей величиной, чем $U_н$. Далее рассчитывают следующий каскад и т. д.

26. Стабилизаторы напряжения на транзисторах

Основными частями всякого транзисторного стабилизатора напряжения являются:

Датчик стабилизированного напряжения (источник опорного напряжения), выполняемый обычно на основе кремниевого стабилитрона малой мощности.

Регулирующий элемент, роль которого выполняет транзистор. Он может быть подключен выводами коллектора и эмиттера параллельно нагрузке («параллельная схема» стабилизато-

ра) либо последовательно с нагрузкой («последовательная схема»). Ниже рассматриваются только схемы с последовательным включением регулирующего транзистора, поскольку эти схемы обладают лучшими к. п. д. и поэтому имеют почти исключительное применение в аппаратуре

В последовательной схеме через эмиттерный и коллекторный переходы регулирующего транзистора проходит полный ток нагрузки. Чем больше этот ток, тем мощнее должен быть транзистор. При очень больших токах нагрузки применяют параллельное включение двух или большего количества однотипных мощных транзисторов.

Используя в регулирующем элементе составной транзистор, коэффициент стабилизации можно повысить.

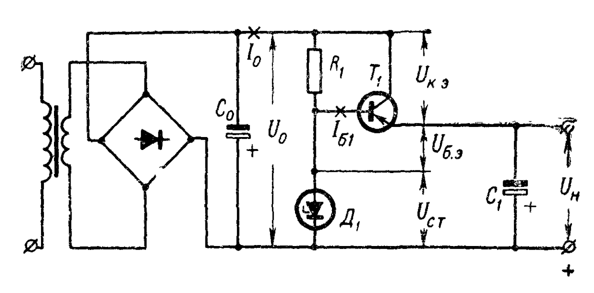


Рис. 36. Схема выпрямителя с простейшим стабилизатором напряжения постоянного тока на транзисторе.

Между датчиком и регулирующим элементом в некоторых стабилизаторах применяют усилитель постоянного тока. В этом случае напряжение на нагрузке стабилизатора можно в некоторых пределах регулировать.

Простейший транзисторный стабилизатор напряжения (рис. 36). Ток смещения базы регулирующего транзистора T_1 вместе с током стабилитрона $Д_1$ течет по балластному резистору R_1. Из приводимой схемы хорошо видно, что выходное напряжение стабилизатора, т. е. напряжение на нагрузке $U_н$, представляет собой разность между напряжением на стабилитроне $U_{ст}$ (опорное напряжение) и напряжением между базой и эмиттером транзистора $U_{б\,э}$. Поэтому если напряжение на нагрузке по какой-либо причине возрастет, то напряжение база-эмиттер уменьшится практически на такую же величину (так как напряжение на стабилитроне стабильно). Последнее приведет к частичному запиранию транзистора, т. е. к увеличению падения напряжения между эмиттером и коллектором $U_{к\,э}$ Если же напряжение на нагрузке по какой-либо причине уменьшится, то напряжение $U_{б\,э}$ увеличится, транзистор «больше откроется» — падение напряжения на нем уменьшится. В результате в обоих случаях напряжение на нагрузке почти не изменится по величине.

Поскольку величина напряжения между эмиттером и базой $U_{б\,э}$ составляет десятые доли вольт, а разброс напряжения $U_{ст}$ кремниевых стабилитронов превышает эту величину, при расчетах принимают, что напряжение на выходе стабилизатора $U_н$ (на нагрузке)

равно среднему значению напряжения $U_{\text{ст}}$ стабилитрона примененного типа, не рискуя тем самым допустить большую погрешность.

Если нужно получить на нагрузке напряжение $U_{\text{н}}$, большее напряжения $U_{\text{ст}}$ стабилитронов имеющегося типа, то их соединяют последовательно. В таком случае напряжение на нагрузке будет стабилизировано на уровне, определяемом суммой напряжений стабилизации всех диодов ($U_{\text{н}}=mU_{\text{ст}}$).

Коэффициент стабилизации напряжения схемы по рис. 36 зависит от параметров цепочки, состоящей из стабилитрона $Д_1$ и резистора R_1, и определяется формулой



$$k_{\text{ст}}=\frac{R_1 U_{\text{н}}}{mr_{\text{д}}U_0}. \tag{54}$$

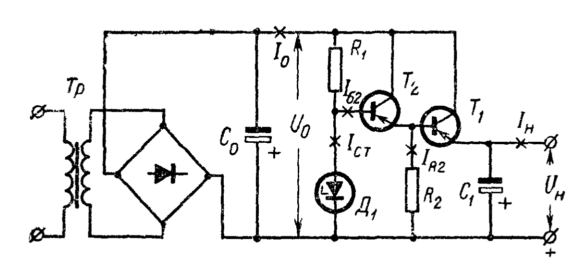


Рис. 37. Схема выпрямителя со стабилизатором выходного напряжения на составном транзисторе.

ТКН транзисторных стабилизаторов напряжения обычно положителен. Когда в них применены диоды с $U_{\text{ст}}=7$—15 *в*, напряжение на нагрузке изменяется не более чем на 0,02—0,05 *в* при изменении температуры на каждые 10 *град*.

В транзисторных стабилизаторах на напряжения меньше 6—7 *в*, как и в диодных, стабилитроны включают в проводящем направлении. В этих случаях возможно применять не только специальные опорные диоды, но и обычные кремниевые выпрямительные.

Чтобы получить достаточно высокий к. п. д. транзисторного стабилизатора, на него нужно подавать выпрямленное напряжение с малыми пульсациями; практически обычно применяют конденсатор C_0 настолько большой емкости, что коэффициент пульсации напряжения на нем не превышает 2%. Конденсатор C_1 способствует дальнейшему сглаживанию пульсаций выпрямленного напряжения, уменьшает выходное сопротивление стабилизатора для токов высоких частот и улучшает развязку каскадов при питании от него импульсных схем. Все это в полной мере относится и к схемам стабилизаторов, приведенным ниже.

Стабилизатор с составным транзистором (рис. 37) отличается от рассмотренного выше тем, что при изменениях напряжения выпрямителя изменяется смещение базы транзистора T_2, который управляет смещением базы транзистора T_1, непосредственно воздействующего на выходное напряжение. В этой схеме при отключении нагрузки ток в цепи базы транзистора T_1 прекращается, что

вызывает запирание транзистора T_2. Резистор R_2 устраняет это явление, создавая дополнительный ток эмиттера транзистора T_2.

Коэффициент стабилизации схемы по рис. 37 определяется формулой (54).

Стабилизатор с составным транзистором, как и стабилизатор по схеме на рис. 36, обладает существенным недостатком: его выходное сопротивление не может быть меньше десятых долей ома.

На рис. 38 приведена схема стабилизатора напряжения на составном транзисторе, напряжение на нагрузке которого можно изменять потенциометром R_3 почти от нулевого значения до на-

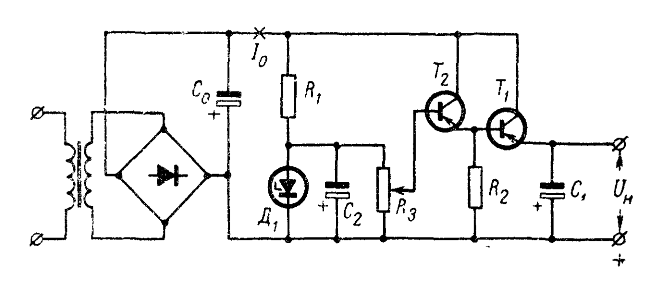


Рис. 38. Схема выпрямителя и стабилизатора на составном транзисторе с регулируемым выходным напряжением.

пряжения $U_{ст}$ примененного стабилитрона. Выходное сопротивление этого стабилизатора увеличивается с уменьшением выходного напряжения.

Стабилизатор с усилителем обратной связи (рис. 39) также дает возможность регулировать и точно устанавливать требуемую величину напряжения на нагрузке $U_н$, причем напряжение это может превышать напряжение $U_{ст}$ примененного стабилитрона. Регулирование напряжения осуществляется потенциометром R_5. Другим важным достоинством стабилизатора напряжения по схеме на рис. 38 является значительно меньшее выходное сопротивление, чем у всех других стабилизаторов того же назначения, описанных выше: оно может быть снижено до сотых и тысячных долей ома. Регулирующий транзистор здесь также является составным (T_1T_2). Транзистор T_3 работает в каскаде усиления постоянного тока. Стабилитрон $Д_1$ включен в цепь его эмиттера. Коллекторный ток транзистора T_3 проходит по резистору R_1 вместе с током базы транзистора T_2. Напряжение обратной связи поступает на базу транзистора T_3 с потенциометра R_5, который является составной частью делителя выходного напряжения стабилизатора $R_1R_5R_6$, включенного параллельно нагрузке. Через резистор R_3 задается начальный ток стабилитрона $Д_1$. Так как напряжение на диоде $Д_1$ стабильно, то при изменении выходного напряжения изменяется смещение базы транзистора T_3. Если выходное напряжение $U_н$ будет увеличиваться, то ток базы транзистора T_3, а вместе с ним и ток его коллектора также увеличивается. Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе R_1 и к уменьшению токов баз транзисторов T_2 и T_1. Последнее приводит к увеличению сопротивления

между эмиттером и коллектором транзистора T_1, т. е. к увеличению падения напряжения $U_{\text{к.э1}}$. В результате описанного процесса увеличение выходного напряжения при изменении входного в значительной мере компенсируется.

Если величина выходного напряжения $U_{\text{н}}$ мало отличается от напряжения стабилизации примененного диода $U_{\text{ст}}$, то резистор R_6 обычно не нужен и его из схемы исключают. Резистора R_3 также может не быть в схеме стабилизатора при условии, что ток эмиттера транзистора T_3 имеет величину, не меньшую минимального

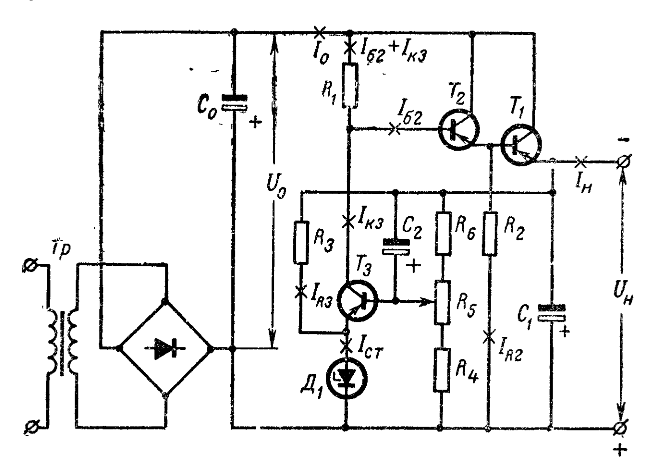


Рис. 39. Схема выпрямителя с компенсационным транзисторным стабилизатором напряжения.

значения тока $I_{\text{ст мин}}$ примененного стабилитрона. Резистор R_2 имеет такое же назначение, как и одноименный резистор в схеме по рис. 37.

Транзисторные стабилизаторы, как и диодные параметрические, эффективно сглаживают пульсации выпрямленного напряжения. Конденсатор C_1, шунтирующий верхнюю часть делителя выходного напряжения, уменьшает ее сопротивление для переменной составляющей выпрямленного напряжения и тем самым увеличивает коэффициент сглаживания пульсаций.

На принципе, подобном принципу действия транзисторного стабилизатора напряжения с усилителем обратной связи, может быть выполнен стабилизатор напряжения на электронных лампах. Однако такие стабилизаторы не имеют широкого распространения в радиолюбительской практике и поэтому описание их здесь не приводится.

Особенности работы стабилизаторов при импульсной нагрузке

Если нагрузка стабилизатора напряжения имеет импульсный характер, т. е. ток через транзистор T_1 непрерывно и быстро периодически увеличивается и уменьшается, то в таком стабилизаторе необходимо принимать дополнительные меры к поддержанию постоянства его выходного напряжения.

Составные транзисторы, в которых используются обычные низкочастотные мощные триоды типов П4А—П4Д, П201—П203, П209, П210, П213—П217, обладают низкими граничными частотами (не более нескольких килогерц). Это означает, что стабилизаторы с подобными транзисторами не способны реагировать на быстрые изменения тока нагрузки. Если применить в стабилизаторе мощный среднечастотный транзистор, например из числа П601—П602, П605—П606, то стабильность его выходного напряжения при импульсной нагрузке улучшится.

Другим методом улучшения стабильности напряжения на импульсной нагрузке является включение на выход стабилизатора настолько большой емкости C_1, чтобы запасаемая ею энергия значительно превышала энергию, уходящую на нагрузку за время каждого импульса. Чем меньше скважность импульсов, тем больше должна быть емкость C_1.

С указанной целью на выход стабилизатора питания транзисторного телевизора, требующего стандартного номинального напряжения 12 *в*, нужно включать конденсаторы общей емкостью порядка 10 000 *мкф* в расчете на каждый ампер среднего значения тока нагрузки стабилизатора.

27. Расчет стабилизаторов напряжения на транзисторах

При расчете стабилизаторов напряжения постоянного тока на транзисторах, как и при многих других инженерных расчетах, обычно приходится просчитывать несколько вариантов, останавливаясь на результатах, которые являются оптимальными.

Заданными параметрами стабилизатора являются: 1) номинальная величина напряжения на нагрузке $U_н$, 2) минимальная и максимальная величины тока нагрузки $I_{н.мин}$ и $I_{н.макс}$, 3) относительные изменения подводимого к стабилизатору напряжения в сторону уменьшения $\delta_н$ и в сторону увеличения $\delta_в$.

Расчетом нужно выбрать тип стабилитрона, тип транзистора (транзисторов), определить сопротивления резисторов, номинальную величину напряжения постоянного тока, поступающего на стабилизатор с выпрямителя, и достижимый коэффициент стабилизации напряжения.

При выборе кремниевого стабилитрона для транзисторного стабилизатора напряжения следует руководствоваться соображениями, изложенными в начале § 25, заменяя величины токов нагрузки $I_{н.мин}$ и $I_{н\ макс}$ величинами тока базы $I_{б\ мин1}$ и $I_{б\ макс1}$ для схемы по рис. 36 или величинами $I_{б\ макс2}$ и $I_{б\ мин2}$ для схемы по рис. 37.

В приводимые ниже формулы следует подставлять наименьшие нормированные значения коэффициентов передачи тока $B_{ст}$ транзисторов применяемых типов. Поскольку у транзисторов $B_{ст}$, обычно, больше минимальных нормированных значений, фактический коэффициент стабилизации напряжения устройства по схеме на рис. 39 больше, а выходное сопротивление меньше величин, полученных расчетом Когда же известно значение $B_{ст}$ конкретных экземпляров транзисторов, которые могут быть использованы в стабилизаторе, то в формулы подставляют эти значения $B_{ст}$.

Стабилизатор с одним транзистором (рис. 36). Расчет стабилизатора выполняют в следующем порядке.

1. Выбрав исходя из заданной величины напряжения на нагрузке $U_н$ тип и количество стабилитронов, выписывают из табл. 18

данные стабилитрона: а) среднее значение напряжения стабилизации $U_{ст}$, которое и принимают при дальнейшем расчете равным напряжению на нагрузке $U_{н}$; б) предельное значение тока $I_{ст\,макс}$; в) динамическое сопротивление $r_{д}$.

2. Предварительно намечают тип транзистора исходя из того, что допустимый ток его коллектора должен превышать максимальное значение тока нагрузки стабилизатора по крайней мере в 2—3 раза. Такой запас по току необходим потому, что в момент после включения питания через транзистор стабилизатора кратковременно проходит ток на заряд конденсаторов C_1 и в нагрузке значительно превосходящий по величине максимальный ток нагрузки $I_{н.макс}$ в остальное время работы стабилизатора.

Выписывают данные транзистора намеченного типа: а) предельную величину напряжения коллектор — эмиттер $U_{к.э.макс}$; б) остаточное напряжение коллектор — эмиттер в режиме насыщения транзистора $U_{к.нас}$ и в) минимальное значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст1}$.

3. Определяют номинальную величину напряжения, которое должен давать выпрямитель:

$$U_0 = \frac{U_{н} + (1,5 \div 3)\,U_{к.нас}}{1 - \delta_{н}}. \quad (55)$$

Числа в скобках представляют собой коэффициент запаса, исключающий возможность перехода транзистора в состояние насыщения, когда поступающее на стабилизатор от выпрямителя напряжение снижается до величины, близкой к наименьшему заданному значению.

4. Чтобы получить по возможности больший к. п. д стабилизатора, нужно иметь возможно меньший коэффициент пульсации напряжения v_0, поступающего от выпрямителя. Обычно задаются величиной $v_0 = 1—2\%$.

5. Вычисляют напряжение коллектор — эмиттер и мощность, рассеиваемую на коллекторе при максимальном значении питающего напряжения, по формулам

$$U_{к.э} = U_0\,(1 + \delta_{в})\left(1 + \frac{v_0}{100}\right) - U_{н}; \quad (56)$$

$$P_{к} = [U_0\,(1 + \delta_{в}) - U_{н}]\,I_{н.макс}. \quad (57)$$

Можно считать, что тип транзистора выбран правильно, если полученная по формуле величина напряжения меньше допустимого для него напряжения $U_{к.э.макс}$ и при этом транзистор допускает рассеивание мощности, вычисленной по формуле (57). Часто для этого транзистор должен быть смонтирован на теплоотводе.

6. Вычисляют минимальное и максимальное значения тока базы транзистора, соответствующие различным величинам тока нагрузки стабилизатора:

$$I_{б.мин\,1} = \frac{I_{н.мин}}{B_{ст1}}; \quad (58)$$

$$I_{б.макс1} = \frac{I_{н.макс}}{B_{ст1}}. \quad (59)$$

7. Определяют максимальную величину тока стабилитрона по формуле

$$I^*_{\text{ст.макс}} = \frac{U_0(1+\delta_{\text{в}}) - U_{\text{н}}}{U_0(1-\delta_{\text{н}}) - U_{\text{н}}}\left(I^*_{\text{ст.мин}} + I_{\text{б.макс}}\right) - I_{\text{б.мин}}. \quad (60)$$

Подставляемую в эту формулу величину тока $I^*_{\text{ст.мин}}$ выбирают, руководствуясь теми же соображениями, как при расчете диодного стабилизатора. Полученная расчетом величина $I^*_{\text{ст.макс}}$, естественно, не должна превышать предельного значения тока выбранного стабилитрона.

8. Вычисляют сопротивление резистора по формуле

$$R_1 = \frac{U_{\text{п}}(\delta_{\text{в}} + \delta_{\text{н}})\,10^3}{\left(I^*_{\text{ст.макс}} + I_{\text{б.мин}}\right) - \left(I^*_{\text{ст.мин}} + I_{\text{б.макс}}\right)}. \quad (61)$$

9. Коэффициент стабилизации напряжения

$$k_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{н}} R_1}{U_0 r_{\text{д}}}. \quad (62)$$

10. Выходное сопротивление стабилизатора

$$r_{\text{вых}} = r_{\text{вх1}} + r_{\text{д}}/B_{\text{ст1}}, \quad (63)$$

где $r_{\text{вх1}}$ — входное сопротивление транзистора при данной величине тока $I_{\text{к}} = I_{\text{н}}$ (величина, обратная крутизне переходной характеристики транзистора).

11. Максимальная величина тока, который требуется от выпрямителя,

$$I_0 = I_{\text{н.макс}} + \frac{I_{\text{н.макс}}}{B_{\text{ст1}}} + I^*_{\text{ст.макс}}. \quad (64)$$

12. Расчет выпрямителя, в том числе выбор параметров конденсатора C_0, обеспечивающих требуемый малый коэффициент пульсации напряжения, производится, как указано в § 6 и 9.

Стабилизатор с составным транзистором (рис. 37). Расчет стабилизатора ведут в такой последовательности:

1. Выбирают тип и количество стабилитронов исходя из заданной величины напряжения на нагрузке и предварительно намечают тип транзистора T_1, руководствуясь теми же соображениями, как при расчете стабилизатора по схеме на рис. 36. Выписывают параметры и предельные режимы стабилитрона и транзистора T_1.

2. Определяют номинальную величину напряжения, которое должен давать выпрямитель, по формуле (55).

3. Вычисляют крайние значения тока базы транзистора T_1 по формулам (58) и (59).

4. Расчетная величина тока I_{R2} в резисторе R_2 должна быть не меньше величины обратного тока коллектора транзистора T_1 при максимальной рабочей температуре. При $t_{\text{с макс}} \leq 50°$ С величину I_{R2} выбирают равной 20—50% максимальной величины тока базы транзистора T_1, полученной по формуле (59).

5. Намечают предварительно тип транзистора T_2, исходя из того, что сумма величин $I_{\text{б макс}} + I_{R2}$ не должна превышать предельной величины тока коллектора этого транзистора $I_{\text{к.макс}}$. Находят

по справочнику коэффициент передачи тока транзистора T_2, соответствующий току коллектора, равному этой сумме токов.

6. В связи с тем, что напряжения коллектор — эмиттер обоих транзисторов практически можно считать равными (напряжение $U_{к.э}$ транзистора T_2 отличается от напряжения $U_{к.э}$ транзистора T_1 лишь на малую величину напряжения эмиттер — база последнего), для вычисления напряжения эмиттер — коллектор обоих транзисторов можно пользоваться формулой (56).

7. Мощность, рассеиваемую на коллекторном переходе транзистора T_1 при максимальной величине тока нагрузки стабилизатора и максимальной величине питающего напряжения, определяют по формуле (57), а мощность, рассеиваемую в тех же условиях на коллекторном переходе транзистора T_2, по формуле

$$P_{к2} = \left[U_0(1+\delta_в) - U_н\right](I_{б.макс} + I_{R2}). \quad (65)$$

Если полученная по формуле (56) величина не превышает предельных для транзисторов величин напряжений $U_{к\,э.макс}$ и при этом транзисторы способны рассеивать мощности, полученные по формулам (57) и (65), то можно считать, что транзисторы пригодны для работы в проектируемом стабилизаторе напряжения.

8. Вычисляют минимальную и максимальную величины тока базы транзистора T_2 по формулам

$$I_{б.мин2} = \frac{I_{б.мин} + I_{R2}}{B_{ст2}}; \quad (66)$$

$$I_{б.макс2} = \frac{I_{б.макс1} + I_{R2}}{B_{ст2}}. \quad (67)$$

9. Вычисляют максимальную рабочую величину тока стабилитрона по формуле (60), подставляя в нее полученные по формулам (66) и (67) величины тока базы транзистора T_2.

10. Определяют сопротивление резистора R_1 по формуле (61), подставляя в нее величины тока базы $I_{б.мин} = I_{б.мин2}$ и $I_{б.макс} = I_{б.макс2}$, и сопротивление резистора R_2 по формуле

$$R_2 = U_н / I_{R2}. \quad (68)$$

Сопротивление получится в килоомах, если ток выразить в миллиамперах.

11. Вычисляют коэффициент стабилизации напряжения по формуле (62).

12. Выходное сопротивление стабилизатора

$$r_{вых} = \frac{r_д}{B_{ст1}\,B_{ст2}} + r_{вх1}. \quad (69)$$

13. Максимальная величина потребляемого от выпрямителя тока

$$I_0 = I_{н.макс} + \frac{I_{н.макс}}{B_{ст1}} + I_{R2} + I_{ст.мин}. \quad (70)$$

14. Расчет выпрямителя, работающего на стабилизатор, производят, как описано в § 6 и 9.

Стабилизатор с усилителем обратной связи (рис. 39). Расчет транзисторного стабилизатора напряжения по этой схеме выполняют в таком порядке.

1. Выбирают кремниевый стабилитрон с напряжением стабилизации

$$U_{ст} = U_{н} a, \tag{71}$$

где a — любое число от 0,3 до 1.

Минимальную величину тока стабилитрона $I^*_{ст.мин}$ выбирают, руководствуясь теми же соображениями, которые изложены в начале § 25.

2. Выбрав типы транзисторов T_1 и T_2, руководствуясь теми же соображениями, как и в случае схемы по рис. 37, вычисляют величины токов, напряжений и мощностей в их цепях, пользуясь последовательно формулами: (55), (56), (57), (58), (59), (65), (66) и (67).

3. Выбирают тип транзистора для усилителя обратной связи исходя из следующих соображений. Достаточно широкий диапазон стабилизации может быть обеспечен, если величина коллекторного тока транзистора T_3 ($I_{к3}$), который протекает по резистору R_1, будет значительно превышать величину тока базы транзистора T_2, который течет по этому же резистору. Практически требуется соблюдение следующих соотношений величин токов:

$$\left.\begin{aligned} I_{к3} &= (5 \div 20)\, I_{б.макс2}, \\ I_{к3} &\leqslant 0{,}8\, I^*_{ст.макс.} - I^*_{ст.мин.} \end{aligned}\right\} \tag{72}$$

С увеличением коэффициента передачи тока транзистора T_3 увеличивается коэффициент стабилизации напряжения.

Кроме того, должно удовлетворяться условие

$$I_{к3} (U_{н} - U_{ст}) \leqslant 0{,}8\, P_{к.макс3}, \tag{73}$$

где $P_{к.макс3}$ — предельная величина коллекторного тока транзистора согласно техническим условиям на него (по справочнику). Напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_3, равное разности напряжений $U_{н}$—$U_{ст}$, весьма мало. В большинстве практических случаев в усилителе обратной связи можно использовать любой маломощный транзистор, например из серии МП40—МП41, МП42А, МП42Б и др.

4. Ток делителя выходного напряжения ($R_4+R_5+R_6$) должен быть примерно на 2 порядка больше тока базы транзистора T_3. В связи с этим требуемая величина тока делителя выражается формулой

$$I_{дел} \geqslant \frac{(50 \div 100)\, I_{к3}}{B_{ст3}}. \tag{74}$$

При выборе тока делителя следует учитывать, что с увеличением этого тока возрастает коэффициент стабилизации, но вместе с тем уменьшается к. п. д. стабилизатора.

5. Вычисляют сопротивления резисторов по формулам

$$\left.\begin{aligned}
R_1 &= \frac{(U_0 - U_н)\,10^3}{I_{кз}};\\
R_2 &= \frac{U_н \cdot 10^3}{I_{R2}};\\
R_3 &= \frac{(U_н - U_{ст})\,10^3}{I^*_{ст.мин}};\\
R_4 &= \frac{800\,a\,U_н}{I_{дел}};\\
R_5 &= \frac{400\,a\,U_н}{I_{дел}};\\
R_6 &= \frac{(1 - 1,2\,m)\,U_н \cdot 10^3}{I_{дел}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (75)$$

Величины всех сопротивлений, вычисленные по формулам (75), будут выражаться в омах, если величины токов подставлять в миллиамперах. Если $R_6 \ll R_5$, то резистор R_6 из схемы можно исключить.

6. Выходное сопротивление стабилизатора

$$r_{вых} = \frac{r_{вх3} + r_д B_{ст3} + (R_4 + R_5 + R_6)\,(1 - a)\,a}{B_{ст1}\,B_{ст2}\,B_{ст3}}, \qquad (76)$$

где $r_{вх3}$ — входное сопротивление транзистора T_3, измеренное в схеме с общим эмиттером.

7. Коэффициент стабилизации напряжения

$$k_{ст} = \frac{aR_1U_н}{B_{ст1}\,B_{ст2}\,r_{вых}\,U_0}. \qquad (77)$$

Пример расчета. Рассчитать стабилизатор напряжения с выходным напряжением номинальной величины $U_н = 12$ *в* и током нагрузки, изменяющемся в пределах от $I_{н\,мин} = 140$ *ма* до $I_{н\,макс} = 240$ *ма* Величина питающего напряжения может колебаться на 20% в сторону уменьшения и на 10% в сторону увеличения, т. е. $\delta_н = 0,2$ и $\delta_в = 0,1$. Коэффициент пульсации напряжения на входе стабилизатора $v_0 = 1\%$. Температура среды до 50° С.

1. Выбираем схему с составным транзистором (рис. 37).

2. Намечаем применение стабилитрона типа Д813, для которого среднее значение напряжения $U_{ст} = 12,7$ *в*, предельное значение тока $I_{ст.макс} = 20$ *ма* при $t_c \leqslant 50°$ С и динамическое сопротивление $r_д \leqslant 18$ *ом* при токе $I_{ст} = 5$ *ма*.

Принимаем для дальнейшего расчета $U_н = U_{ст} = 12,7$ *в* и $I^*_{ст.мин} = 3$ *ма*.

3. Намечаем применение регулирующего транзистора T_1 типа П201, поскольку предельный ток коллектора этого транзистора равен 1 500 *ма*, т. е. больше чем в 6 раз превышает максимальный ток нагрузки стабилизатора $I_{н\,макс} = 240$ *ма*. Предельное напряжение коллектор — эмиттер открытого транзистора П201 при тем-

пературе до 50° С не более 10 *в*. Остаточное напряжение коллектор — эмиттер в режиме насыщения транзистора не более 2,5 *в*. При $I_к = I_н = 140$—240 *ма* наименьшее значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст1} = 30$.

4. Согласно формуле (55), если принять коэффициент запаса по напряжению насыщения равным 1,5, выпрямитель должен давать на вход транзисторного стабилизатора напряжение

$$U_0 = \frac{12,7 + 1,5 \cdot 2,5}{1 - 0,2} = 20,5 \text{ в}$$

5. Предельные значения тока базы транзистора П201 согласно формулам (58) и (59):

$$I_{б.мин1} = \frac{140}{30} = 4,7 \text{ ма};$$

$$I_{б.макс1} = \frac{240}{30} = 8 \text{ ма}.$$

6. Принимаем для расчета величину тока в резисторе R_2 равной 50% максимальной величины тока базы транзистора T_1, т. е. $I_{R2} = 0,5\, I_{б.макс} = 4$ *ма*.

7. Намечаем применение транзистора T_2 типа МП40, величина допустимого тока коллектора которого $I_{к\,макс} = 20$ *ма* больше суммы токов $I_{б,макс1} + I_{R2} = 8 + 4 = 12$ *ма*. Предельное напряжение на коллекторе этого транзистора $U_{к\,э\,макс} = 10$ *в*, предельная мощность рассеяния 150 *мвт* и статический коэффициент передачи тока $B_{ст2} \geqslant 20$.

8. При максимальной величине питающего напряжения напряжение между коллекторами и эмиттерами транзисторов согласно формуле (56) достигнет величины

$$U_{к.э} = 20,5\,(1 + 0,1)\left(1 + \frac{1}{100}\right) - 12,7 = 10 \text{ в},$$

т. е. не превысит значений, допустимых для транзисторов П201 и МП40.

9 При максимальном токе нагрузки и максимальном напряжении питания согласно формуле (57) на коллекторном переходе транзистора П201 будет рассеиваться мощность

$$P_{к1} = [20,5\,(1 + 0,1) - 12,7]\,0,24 = 2,4 \text{ вт}$$

Такую мощность транзистор П201 может рассеять при монтаже его на теплоотводе.

В тех же условиях мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе транзистора T_2, согласно формуле (65) достигнет величины

$$P_{к2} = [20,5\,(1 + 0,1) - 12,7]\,(8 + 4) = 119 \text{ мвт},$$

т. е. не превысит предельную (150 *мвт*). Следовательно, транзистор МП40 также выбран правильно.

10 Согласно формулам (66) и (67) величины минимального и максимального тока базы транзистора МП40

$$I_{б.мин2} = \frac{4,7 + 4}{30} = 0,3 \text{ ма};$$

$$I_{б.макс2} = \frac{8+4}{20} = 0,6\ ма.$$

11. Максимальный ток стабилитрона согласно формуле (60)

$$I^{*}_{ст.макс} = \frac{20,5\,(1+0,1) - 12,7}{20,5\,(1-0,2) - 12,7}\,(3+0,6) - 0,3 = 9,3\ ма,$$

т. е. значительно меньше величины, допускаемой для стабилитрона Д813 (20 *ма*).

12. Сопротивление резистора R_1 согласно формуле (61)

$$R_1 = \frac{20,5\,(0,1+0,2)\,10^3}{(9,3+0,3)-(3+0,6)} = 1\,030\ ом.$$

Принимаем стандартную величину 1,1 *ком*.

13. Сопротивление резистора R_2 согласно формуле (68)

$$R_2 = \frac{12,7}{4} = 3,2\ ком.$$

Принимаем ближайшую стандартную номинальную величину 3,3 *ко*

14. Коэффициент стабилизации напряжения согласно фор ле (62)

$$k_{ст} = \frac{12,7\cdot 1\,100}{20,5\cdot 18} = 38.$$

28. Защита транзисторных стабилизаторов от коротк‹х замыкані

Транзистор T_1 (рис. 36—39), через который проходит полный ток нагрузки стабилизатора, может выйти из строя вследствие перегрузки при чрезмерном увеличении этого тока, а тем более от резко возросшего тока при коротком замыкании нагрузки. В схемах по рис 36—38 увеличение тока нагрузки, т. е. коллекторного тока транзистора T_1, ведет к увеличению тока базы этого транзистора и, следовательно, к увеличению коллекторного тока транзистора T_2. Последний также выходит из строя. От перегрузки током могут быть также повреждены диоды в выпрямителе, подающем напряжение на транзисторный стабилизатор.

Включение в цепь выпрямленного тока плавкого предохранителя не является эффективной защитой, так как он обладает значительной тепловой инерционностью и поэтому пробой транзистора наступает обычно раньше, чем перегорит предохранитель. Поэтому, если в процессе эксплуатации транзисторного стабилизатора напряжения можно ожидать коротких замыканий нагрузки или токовой перегрузки (например, если стабилизатор предназначается для питания экспериментальных устройств), то необходимо ввести в него специальную быстродействующую защиту.

На рис. 40 приведена схема стабилизатора напряжения, аналогичная схеме на рис. 37, содержащая одно из простейших быстродействующих защитных устройств. Состоит оно из транзистора T_3 и делителя выходного напряжения R_3R_4, с которого подается смещение на базу этого транзистора. Предельно допустимый ток коллектора транзистора T_3 должен на 1—2 порядка превышать максимальную величину тока базы транзистора T_2 в нормальном ра-

бочем режиме стабилизатора. Практически транзисторы T_2 и T_3 могут быть однотипными. Резистор R_4 должен иметь меньшее сопротивление, чем резистор R_3. Они должны иметь сопротивления порядка килоом. Сопротивление резистора R_4 подбирают таким, чтобы при нормальном режиме стабилизатора на базе транзистора T_3 был бы положительный потенциал относительно эмиттера, достаточный для его полного запирания.

При коротком замыкании нагрузки эмиттер транзистора T_3 оказывается замкнутым на «общий плюс» схемы, вследствие чего потенциал его базы относительно эмиттера становится отрицательным

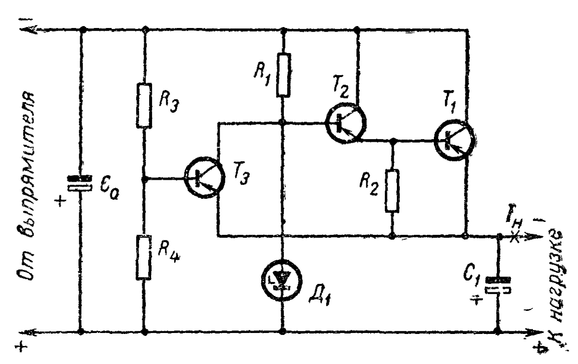


Рис. 40. Схема стабилизатора напряжения с защитой от коротких замыканий в цепи нагрузки.

и транзистор отпирается. Коллекторный ток транзистора T_3 проходит по резистору R_1, падение напряжения на нем возрастает, отрицательные смещения на базах транзисторов T_1 и T_2 резко уменьшаются и они переходят в состояние, близкое к состоянию «заперт». Таким образом, ток короткого замыкания ограничивается.

Как только короткое замыкание нагрузки будет ликвидировано база транзистора T_3 снова получает запирающее смещение (положительное), и нормальный режим транзистора автоматически восстанавливается.

Аналогичным образом может быть осуществлена защита от коротких замыканий стабилизаторов напряжения по схемам, изображенным на рис. 38 и 39.

Обозначения, принятые в книге

B — ширина (толщина) сердечника трансформатора или дросселя [*мм*].

B_m — амплитуда магнитной индукции в сердечнике трансформатора [*тл*].

$B_{ст}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора.

$B_{ст1}$, $B_{ст2}$ — то же транзисторов T_1 и T_2.

$C_{ном}$ — номинальная емкость конденсатора [*мкф*].

$C_ф$ — емкость конденсатора на выходе сглаживающего фильтра [*мкф*]

C_0 — емкость конденсатора на входе сглаживающего фильтра [*мкф*].

d — диаметр металлической жилы обмоточного провода [*мм*].

d_I, d_{II}, . . . — то же провода, примененного в первичной, вторичной и т. д. обмотках трансформатора питания [*мм*].

$d_{I\,из}$, $d_{II\,из}$ . . . — диаметр провода в изоляции (внешний диаметр) первичной, вторичной и т. д. обмоток трансформатора [*мм*]

E_{II} — действующее значение переменной э. д. с. в цепи вентилей, для схемы двухполупериодного выпрямителя со средней точкой во вторичной обмотке трансформатора — действующее значение э. д. с. половины этой обмотки [*в*].

$E_{II\,m}$ — то же, амплитудное значение [*в*].

e_{II} — то же, мгновенное значение [*в*].

$f_п$ — частота пульсации выпрямленного напряжения [*гц*].

$f_с$ — частота тока питающей электросети [*гц*].

H — высота сердечника трансформатора или дросселя [*мм*].

$h_к$ — высота обмотки [*мм*].

$h_о$ — высота окна сердечника [*мм*].

$I_а$, $I_б$, $I_в$, $I_г$ — действующие величины токов в секциях первичной обмотки трансформатора или автотрансформатора [*а*].

$I_{б.макс\,1}$, $I_{б.макс\,2}$ — токи баз транзисторов T_1 и T_2 в стабилизаторе напряжения при максимальной его нагрузке [*ма*]

$I_{б.мин\,1}$, $I_{б.мин\,2}$ — то же при минимальной нагрузке [*ма*].

$I_{дел}$ — ток в делителе напряжения [*ма*].

$I_к$ — коллекторный ток транзистора [*а*, *ма*].

$I_{к.макс}$ — то же, предельное значение [*a*, *ма*].

$I_н$ — ток накала электронных ламп, кенотрона [*a*].

$I_н$ — ток нагрузки стабилизатора напряжения [*a*, *ма*].

$I_{н.макс}$, $I_{н.мин}$ — максимальная и минимальная величины тока нагрузки стабилизатора напряжения [*a*, *ма*].

I_c — действующее значение тока, потребляемого из электросети [*a*].

$I_{ст}$ — величина тока через стабилитрон [*ма*].

$I_{ст.ном}$, $I_{ст.мин}$, $I_{ст.макс}$ — номинальное, минимальное и максимальное значения тока через стабилитрон, по техническим условиям на него [*ма*].

$I^*_{ст.макс}$ — величина тока через стабилитрон, работающий в стабилизаторе напряжения, достигаемая при максимальной величине питающего напряжения и минимальной величине тока нагрузки стабилизатора [*ма*].

$I^*_{ст.мин}$ — то же, значение, меньше которого не обеспечивается нормальная работа стабилизатора напряжения [*ма*].

$I_{ст.ном}$ — величина тока через стабилитрон, при котором нормируется его динамическое сопротивление [*ма*].

I_0 — постоянная составляющая выпрямленного тока [*ма*].

$I_{0\,п}$ — величина постоянной составляющей тока в одном плече выпрямительной схемы [*ма*].

$I_0^{(C)}$ — предельная величина постоянной составляющей выпрямленного тока, допустимая при данной номинальной емкости конденсатора на входе сглаживающего фильтра [*ма*].

$I_{0\,макс}$ — предельное значение постоянной составляющей выпрямленного тока, допускаемое при вентиле данного типа [*ма*].

I_I — действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора [*a*].

I_{II} — действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора (автотрансформатора) питания, нагруженной на вентили; для бестрансформаторного выпрямителя — действующее значение тока, потребляемого им от электросети [*a*, *ма*].

I_{III}, I_{IV} — действующие значения токов в обмотках накала трансформатора [*a*].

J — плотность тока в обмотке [*а/мм*^{2}].

J_{40} — то же, предельно допустимое значение при перегреве 40 *град* [*а/мм*^{2}].

$k_{ст}$ — коэффициент стабилизации напряжения.

L — длина сердечника [*мм*]

$L_ф$ — индуктивность дросселя сглаживающего фильтра [*гн*].

$l_в$ — длина среднего витка обмотки [*см*].

$l_з$ — толщина прокладки в немагнитном зазоре дросселя [*мм*].

$l_м$ — длина средней магнитной силовой линии сердечника [*см*].

$l_к$ — толщина обмотки [*мм*].

$l_о$ — ширина окна сердечника [*мм*].

$l_п$ — толщина изоляционной прокладки между рядами провода обмоток трансформатора, дросселя [*мм*].

m — количество последовательно соединенных вентилей (диодов, селеновых элементов) в плече выпрямителя или в стабилизаторе; для мостовой схемы Греца суммарное количество вентилей в двух плечах.

n — количество изоляционных прокладок между рядами провода обмоток трансформатора, дросселя [*мм*].

$P_0=U_0I_0$ — мощность выпрямленного тока на входе сглаживающего фильтра выпрямителя [*вт*].

$P_{к1}$, $P_{к2}$ — мощности, рассеиваемые на коллекторных переходах транзисторов T_1, T_2 [*вт*, *мвт*].

$P_н$ — мощность в нагрузке [*вт*].

$P_с$ — мощность, потребляемая от электросети [*вт*].

$P_{тр}$ — габаритная мощность трансформатора [*ва*].

P_R — мощность, рассеиваемая резистором [*вт*].

P_Σ — суммарная мощность нагрузки обмоток накала и других дополнительных обмоток трансформатора или автотрансформатора питания [*вт*].

q — коэффициент сглаживания пульсаций.

$R_а$ — сопротивление нагрузки усилительного каскада [*ом*, *ком*].

$R_б$ — сопротивление балластного резистора [*ом*].

$R_н$ — эквивалентное сопротивление нагрузки выпрямителя [*ом*].

$R_н^*$ — то же, приведенное ко входу сглаживающего фильтра [*ом*].

$R_ф$ — сопротивление резистора или обмотки дросселя в сглаживающем фильтре [*ом*].

$R_ш$ — сопротивление резистора, шунтирующего диод [*ком*].

R_i — внутреннее сопротивление лампы или транзистора [*ом*, *ком*].

r — сопротивление переменному току электрической цепи с вентилями [*ом*].

r_0 — сопротивление обмотки постоянному току [*ом*].

$r_{вх1}$ — входное сопротивление транзистора T_1 [*ом*].

$r_{вых}$ — выходное сопротивление стабилизатора напряжения постоянного тока [*ом*].

$r_д$ — динамическое сопротивление диода при его работе на обратной ветви вольт-амперной характеристики в области пробоя [*ом*].

$r_{пр}$ — прямое динамическое сопротивление полупроводникового вентиля [*ом*].

$r^*_{пр}$ — прямое динамическое сопротивление вентиля при предельной величине тока [*ом*].

$r_{тр}$ — внутреннее сопротивление трансформатора переменному току со стороны вторичной обмотки, нагруженной на вентили [*ом*].

$S_с$ — полезная площадь сечения стали сердечника трансформатора или дросселя [*см*²].

$S_о$ — площадь окна сердечника.

t — время [*сек*].

$t_с$ — температура окружающей среды [° С].

$t_{с.макс}$ — максимально допустимая температура окружающей среды [° С].

$U_{к.э.}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора [*в*].

$U_{к.э.макс}$ — то же, наибольшее значение, допускаемое техническими условиями на транзистор [*в*].

$U_{к.нас}$ — остаточное напряжение коллектор — эмиттер транзистора в режиме насыщения [*в*].

$U_н$ — напряжение накала электронной лампы, в частности кенотрона [*в*].

$U_н$ — стабилизированное напряжение на нагрузке [*в*].

$U_п$, $U_{п.мин}$, $U_{п.макс}$ — номинальная, минимальная и максимальная величины питающего напряжения [*в*].

U_C — номинальное напряжение конденсатора [*в*].

$U_с$ — номинальное напряжение питающей электросети, действующее значение [*в*].

$U_{с.макс}$ — то же, максимальное действующее значение [*в*].

$U_{ст}$ — напряжение на стабилитроне в рабочей области стабилизации [*в*].

U_0 — постоянная составляющая напряжения на входе сглаживающего фильтра [*в*].

$U_ф$ — то же на его выходе [*в*].

U_{II} — действующее значение переменного напряжения, подаваемого на вентили; в частном случае напряжение вторичной обмотки трансформатора или автотрансформатора питания.

U_{III}, U_{IV} — действующие величины напряжений обмоток накала трансформатора [*в*].

U_m — амплитуда переменной составляющей напряжения на входе сглаживающего фильтра [*в*].

$U_m^{(C)}$ — допустимая амплитуда пульсации выпрямленного напряжения на входном конденсаторе фильтра данной номинальной емкости [*в*].

$U_{обр\,m}$ — предельно допустимая амплитуда обратного напряжения вентиля [*в*].

$v_к$ — допустимый коэффициент пульсации напряжения, питающего каскад.

v_0 — коэффициент пульсации напряжения на входе сглаживающего фильтра.

$v_ф$ — то же на выходе.

w_I, w_{II} — количества витков первичной, вторичной обмоток.

$\delta_в$, $\delta_н$ — относительное увеличение и уменьшение напряжения питания по сравнению с его номинальной величиной.

β_o — коэффициент заполнения окна сердечника медью обмотки.

$\beta_к$ — коэффициент заполнения каркаса медью обмотки.

$\eta_{ст}$ — к. п. д. стабилизатора напряжения.

$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, автотрансформатора.

σ — коэффициент заполнения сердечника сталью

θ — температурный коэффициент напряжения [в/град]

θ' — относительный температурный коэффициент напряжения [в/град].

ξ — коэффициент использования анодного (коллекторного) напряжения.

$ф$ — относительный уровень фона в анодной (коллекторной) цепи каскада, вызванный питающим его выпрямленным напряжением без учета фона, вносимого со входа каскада.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кугушев А. М., Электрическое питание радиоустройств, изд-во КУБУЧ, 1935.

2. Вологдин В. П., Выпрямители, ОНТИ, 1936

3. Цыкин Г. С., Общие методы расчета выпрямителя, работающего на фильтр с емкостной реакцией, Связьиздат, 1936.

4. Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1958.

5. Мазель К. Б., Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора, Госэнергоиздат, 1957.

6. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А., Дроссели фильтров радиоаппаратуры, изд-во «Советское радио», 1962 .

7. Белопольский И. И., Электропитание радиоустройств, Госэнергоиздат, 1957.

8. Белопольский И. И., Пикалова Л. Г.. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности, Госэнергоиздат, 1963.

9. Берлинблау Е. П., Стабилизаторы напряжения для питания телевизоров, изд-во «Энергия», 1965.

10. Богданов Д. И., Евдокимов Г. К., Феррорезонансные стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1958.

11. Веденеев Г. М., Вершинин В. Е., Кремниевые стабилитроны, изд. 2-е, Госэнергоиздат, 1964.

12. Векслер Г. С., Сглаживающие свойства транзисторных стабилизаторов напряжения и фильтров, «Радиотехника», 1964, № 11.

13. Геллер И. Х., Селеновые выпрямители, изд. 2-е, перераб., изд-во «Энергия», 1966.

14 Додик С. Д., Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, изд-во «Советское радио», 1962.

15. Ермолин Н. П., Ваганов А. П., Расчет маломощных трансформаторов, Госэнергоиздат, 1957.

16. Закгейм Л. Н , Электролитические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1954.

17. Ильенков А. И. и др., Полупроводниковые стабилизаторы напряжения, изд-во СО АН СССР, Новосибирск, 1962.

18. Карпов В И., Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока, изд. 2-е, перераб. и доп., изд-во «Энергия», 1967.

19. Лабутин В. К., Полупроводниковые диоды, изд-во «Энергия», 1964.

20. Лабутин В. К., Мощные низкочастотные транзисторы, изд-во «Энергия», 1965.

21. Зайцев Ю. В., Марченко А. Н., Полупроводниковые стабилитроны, изд-во «Энергия», 1969.

22. Лифшиц С. Я , Феррорезонансные стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1951.

23. Лурье А., Теория феррорезонансных стабилизаторов напряжения, Госэнергоиздат, 1958.

24. Малинин Р. М., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1963.

25. Малинин Р М., Трансформаторы и автотрансформаторы питания, Госэнергоиздат, 1963.

26. Малинин Р. М., Конденсаторы и сопротивления, Военное изд-во МО СССР, 1959.

27. Малинин Р. М., Надежность электролитического конденсатора в выпрямителе, «Радио», 1966, № 2.
28. Малинин Р. М., По какой схеме строить выпрямитель?, «Радио», 1968, № 12.
29. Сафрошкин Ю. В., Расчет силовых цепей полупроводниковых компенсационных стабилизаторов, «Электросвязь», 1963, № 5.
30. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам, изд. 2-е, под общ. ред. Н. Н Горюнова, изд-во «Энергия», 1968.
31. Транзисторы и полупроводниковые диоды, Справочник под общ. ред. И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1963.
32. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд- 2-е, перераб. и доп., изд-во «Энергия», 1967.
33. Эфрусси М. М., Стабилитроны и неоновые лампы, Госэнергоиздат, 1958.
34. Тарасов Ф. И., Кенотроны, изд-во «Энергия», 1964.
35. Левинзон А. З., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1948.
36. Справочник радиолюбителя под общ. ред. А. А. Куликовского, изд. 3-е, Госэнергоиздат, 1961.
37. Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1959.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Малинин Роман Михайлович

Питание радиоаппаратуры от электросети

Редактор *В. С. Харламов*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*
Корректор *Е. В. Кузнецова*

Сдано в набор 30/X—1968 г. Подписано к печати 1/IV—1969 г.
Формат 84×108[1]/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 6,3 Уч.-из.
Тираж 75 000 экз. Цена 33 коп Заказ 1274 а

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18б.